



HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET
FOLYÓIRATA

XXXII. évfolyam
BUDAPEST

1981

9

HÍRADÁSTECHNIKA

XXXII. ÉVFOLYAM 1981. 9. SZÁM

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET FOLYÓIRATA

TARTALOM

DR. HENK TAMÁS— SZARKA GÁBOR:	Előírt amplitúdó és fáziskarakterisztikával rendelkező aktív RC szűrők tervezése	321
DR. SZENTIDAY KLÁRA:	Kijelzők vizsgálatára alkalmas fénysűrűségmérő tervezése és építése	325
BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK		
CSERNOCH JÁNOS:	Légköri abszorpciós csillapítás és annak figyelembevétele mikrohullámú hálózatok tervezésénél	341
MŰSZAKI SZEMLE		
TÖLGYESI LÁSZLÓ:	Az üzleti műholdrendszerrel	359
	Tartalmi ismertető	360
	Felhívás a VII. Mikrohullámú Kollokviumra	B. III.

A SZÁM SZERZŐI:

DR. HENK TAMÁS okl. vill. mérnök, a TKI tudományos munkatársa, DR. SZENTIDAY KLÁRA okl. fizikus, főiskolai docens, CSERNOCH JÁNOS okl. fizikus, az ORION műszaki-tudományos tanácsadója, főiskolai docens, TÖLGYESI LÁSZLÓ okl. vill. mérnök, a BHG Fejlesztési Intézet fejlesztőmérnöke.

Felelős szerkesztő: BOGLÁR GYULA

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE

Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

A szerkesztő bizottság tagjai:

Angyal László, Balogh Pál, Bánsághi Pál, Boglár Gyula, dr. Flesch István, Forintos György, Hermann Ákos, Horváth Imre, Jakubik Béla, Laczkó Endre, May Péter, Mérey Imréné, Nagygyörgy Gábor, Tóthmátyás István.

Szerkesztőségi ügyekben és kéziratokkal kapcsolatban felvilágosítást ad: Szöllősi Györgyné, telefon: 495-098.

HÍRADÁSTECHNIKA

A szerkesztésért felelős: Boglár Gyula. Szerkesztőség címe: Budapest V., Kossuth Lajos tér 6—8. 1055. Telefon: 113-027. Kiadja: a Lapkiadó Vállalat, Budapest, Lenin krt. 9—11. 1073. Telefon: 221-285. Levélcím: Budapest, Pf. 223. 1900. Felelős kiadó: Siklósi Norbert. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, Budapest, József nádor tér 1. 1900) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215—96 162 pénzforgalmi jelzőszámmal. Előfizetési díj: fél évre 114,— Ft, egész évre 228,— Ft. Egyes szám ára 19,— Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTÚRA” Külkereskedelmi Vállalat; H—1839 Budapest, Postafiók 149.



HU ISSN 0018—2028

Egyetemi Nyomda — 81.7078 Budapest, 1981. Felelős vezető: Sümeghi Zoltán igazgató

Index: 25 375

HÍRADÁSTECHNIKA

Előírt amplitúdó- és fáziskarakterisztikával rendelkező aktív RC szűrők tervezése*

DR. HENK TAMÁS—
SZARKA GÁBOR
Távközlési Kutató Intézet

1. Bevezetés

Sokcsatornás, adatátviteli és más igényes berendezések összetett szűrőkövetelményeit kisebb fokszámmal lehet kielégíteni, ha futásidő-korrektorok alkalmazása helyett együtt approximáljuk az amplitúdó és fáziskarakterisztikákat. Az együttes approximáció problémája szinte már klasszikusnak mondható, de a megoldás kibontakozása Rhodes munkásságával [1] új lendületet kapott. A témakör kiterjedt irodalmából a [2–7] publikációkat emeljük ki.

Az approximációs feladat függ a szűrő realizálásának módjától. Ha a szűrőt valós lezárásokkal rendelkező reciprok reaktáns négyfókus valósítja meg, akkor az átviteli zérusoknak a $j\omega$ tengelyre szimmetrikusan kell elhelyezkedniük [8], míg a nemreciprok realizálású szűrőkre nincs ilyen megkötés. Az utóbbi szűrőosztályba az aktív RC, a kapcsolt kapacitású (SC), a rekurzív digitális (IIR) és a reflexiós szűrők sorolhatók. A jelen publikáció a nemreciprok realizálású szűrők tervezéséhez kíván hozzájárulni.

A nemreciprok realizálású szűrők együttes approximációját a maximális lapos aluláteresztő esetre többen elvégezték [2, 3, 4]. Az átviteli függvény nevezője csak akkor Hurwitz polinom, ha az amplitúdó és futásidő karakterisztika közelítési rendje legalább 2:1 arányban tér el egymástól.

Szélesebb sávú approximáció interpolációval valósítható meg. Racionális törtfüggvénnyel történő interpoláció magyar vonatkozásai az [5] irodalomban találhatóak meg. Korábbi munkákban reciprok realizálású szűrők tervezésére használták az interpolációt [6] úgy, hogy az átviteli függvényt előírt fázisú polinomokból konstruálták. Hurwitz nevezőt és elegendő szelektivitást az előírt fázis sávszélen történő torzításával lehet biztosítani. Az interpolációt Remez algoritmussal kiegészítve egyenletes ingadozás érhető el [9]. Egyenletes ingadozású, reciprok realizálású szűrők tervezését nemlineáris egyenletrendszer megoldására is visszavezették [7]. A Hurwitz nevező és az elegendő szelektivitás itt is futásidő-torzítást eredményez az áteresztő sáv szélén.

A jelen publikációban a nemreciprok realizálású szűrők approximációját úgy valósítjuk meg, hogy

az amplitúdó, csillapítás és fáziskarakterisztikákat együtt interpoláljuk. Az interpoláció lineáris problémára vezet és rekurzív algoritmusokkal számítható, ha az amplitúdó és fáziskarakterisztika közelítési rendje azonos. A karakterisztikák értékei és deriváltjai tetszőleges frekvenciasorozaton előírhatók, az egyenletes ingadozás eléréséhez azonban a Remez algoritmus értelmében elegendő a karakterisztikák értékeit interpolálni. A tervezés hatékonyságát a SZIMAP2 programmal [10] készített mintapéldán mutatjuk be. Ez a célkitűzés annyiban tér el a hasonló jellegű [11] publikáció célkitűzésétől, hogy a [11]-ben tiszta fázisapproximációra vezettük vissza a problémát, amely mélyebb vizsgálatokat tesz lehetővé, míg a jelen cikk módszere általánosabb problémák megoldására alkalmas. A [11]-ben inkább az elméleti megfontolásokat állítottuk előtérbe, míg a jelen publikációban a szűrőtervezésen van a hangsúly.

2. A feladat kitűzése

Az approximáció során az $S_{1,2}(p)$ aluláteresztő átviteli függvényt az

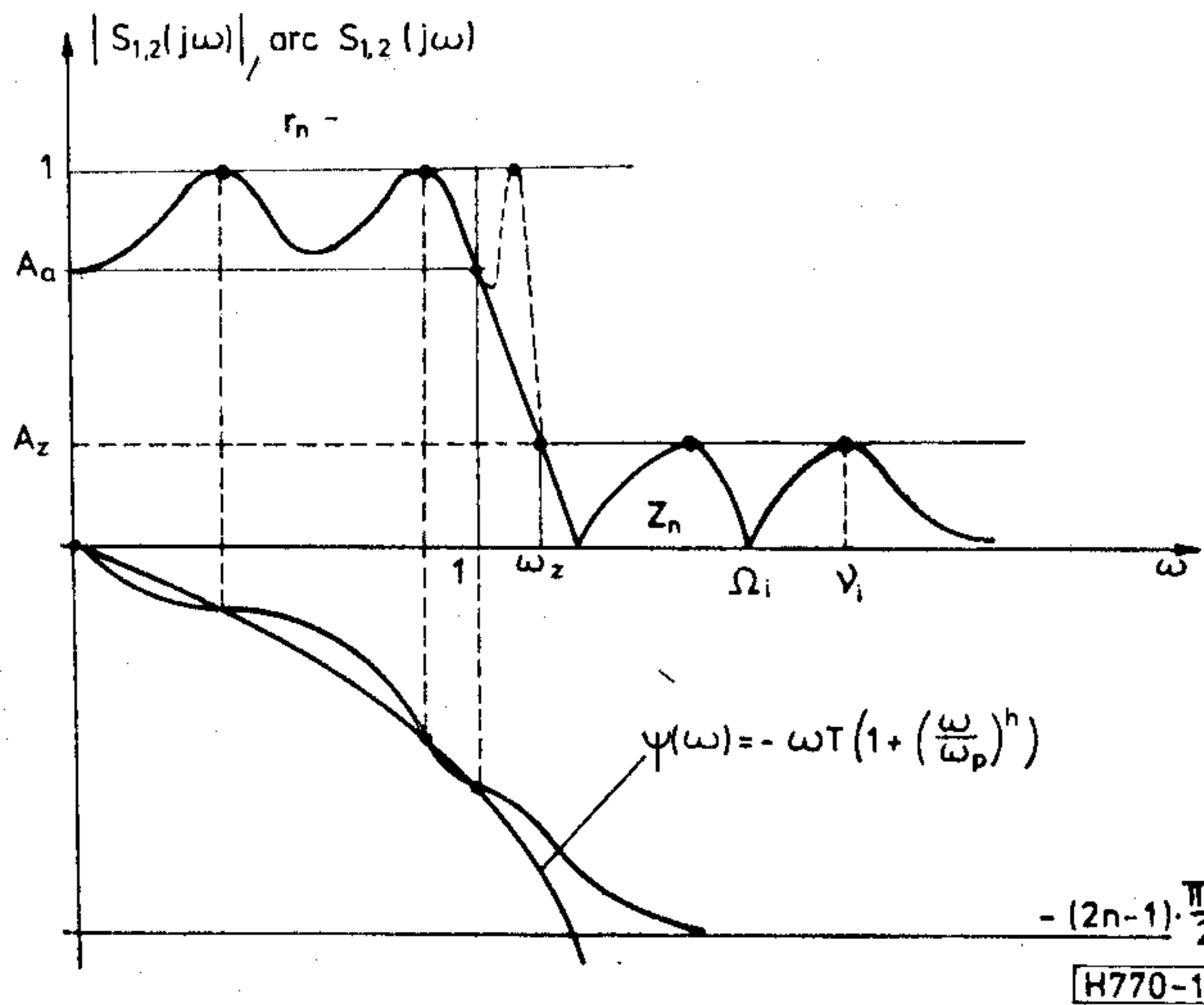
$$S_{1,2}(p) = \frac{N_n(p)}{D_n(p)} \quad (1)$$

racionális törtfüggvény alakjában keressük, ahol a nevező n -ed rendű Hurwitz polinom, a számláló $(n-1)$ -ed rendű tetszőleges valós együtthatójú polinom. Megjegyezzük, hogy a számláló gyökelrendezésére az aktív RC realizálás miatt nincs megkötés. Az aluláteresztő szűrőkövetelmény értelmezése az 1. ábrán látható. Az amplitúdó- és csillapításkarakterisztika lényegében egyenletes ingadozású úgy, hogy az amplitúdókarakterisztika r_n számú pontban érinti vagy metszi a toleranciasémát, az átmeneti sávban egy kiemelés lehet, amelynek maximális értéke 1 és a zárósáv z_n számú véges frekvenciájú átviteli zérussal rendelkezik. A fáziskarakterisztikára az a követelmény, hogy a fáziskarakterisztika vegye fel a

$$\psi(\omega) = -\omega T \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^h \right] \quad (2)$$

értékeket a fent értelmezett r_n számú pontban. Ez a választás azt eredményezi, hogy a szűrő futásidő-

* A szerzőknek 1980 novemberében az Ifjúsági Konferencián megtartott előadása alapján.



1. ábra. Az aluláteresztő szűrőkövetelmény értelmezése

ingadozása az áteresztősáv nagy részében csaknem egyenletes lesz, és az áteresztősáv felső részében eltorzul. A torzulás mértéke és sávja az ω_p és h mennyiségek választásával tartható kézben. Ez a torzítás biztosítja azt, hogy az átmeneti sáv amplitúdó kiemelése 1-re legyen beállítható, miközben a $D_n(p)$ Hurwitz polinom. A futásidő karakterisztika sáv szélessége így kisebbre adódik, mint az amplitúdó karakterisztika sáv szélessége, mely tulajdonság összhangban van a bevezetésben ismertetett irodalmakban előállított átviteli függvények tulajdonságaival. A futásidő-karakterisztika keskenyebb sáv szélessége általában nem zavaró, mert a jel spektruma a sáv szélén általában kisebb, és így a sáv szélén nagyobb fázistorzítás engedhető meg.

A kitűzött feladatot úgy oldjuk meg, hogy az amplitúdó- és csillapításkarakterisztika szélsőérték-helyeit megbecsüljük, a becslés alapján előállítjuk az $S_{1,2}(p)$ racionális törtfüggvényt interpolációval és a szélsőérték helyek becslését az iteratív Remez algoritmussal [9] módosítjuk. Az ω_p -t továbbá felezéses eljárással és szelőmódszerrel úgy változtatjuk, hogy az átmeneti sáv kiemelése 1 legyen, miközben a $D_n(p)$ Hurwitz polinom.

3. A szűrőtervezés paraméterei

Az amplitúdó-, csillapítás- és futásidő-karakteristikákat a következő paraméterekkel lehet specifikálni:

- A_a áteresztősávi ingadozás;
- ω_z záró és áteresztő frekvencia viszonya;
- A_z zárócsillapítás;
- $\Delta\tau$ áteresztősávi futásidő-ingadozás.

A szűrő T névleges késleltetése szabad paraméter az approximáció számára. A fenti primer paraméterekre történő tervezés azonban túl sok változó iteratív meghatározását igényelné, ezért az alábbiak szerint járunk el. Végezzük el a következő átszámításokat és becsléseket a primer paraméterek felhasználásával:

$$a_a = -20 \cdot \lg A_a, \quad a_z = -20 \cdot \lg A_z, \quad (3)$$

$$n = \frac{3}{\pi^2} \cdot \ln \frac{4A_z}{\sqrt{A_a^2 - 1}} \cdot \ln \frac{8}{\omega_z - 1} \geq 3, \quad (4)$$

$$z_n = \frac{n-1}{3}, \quad r_n = n - z_n, \quad (5)$$

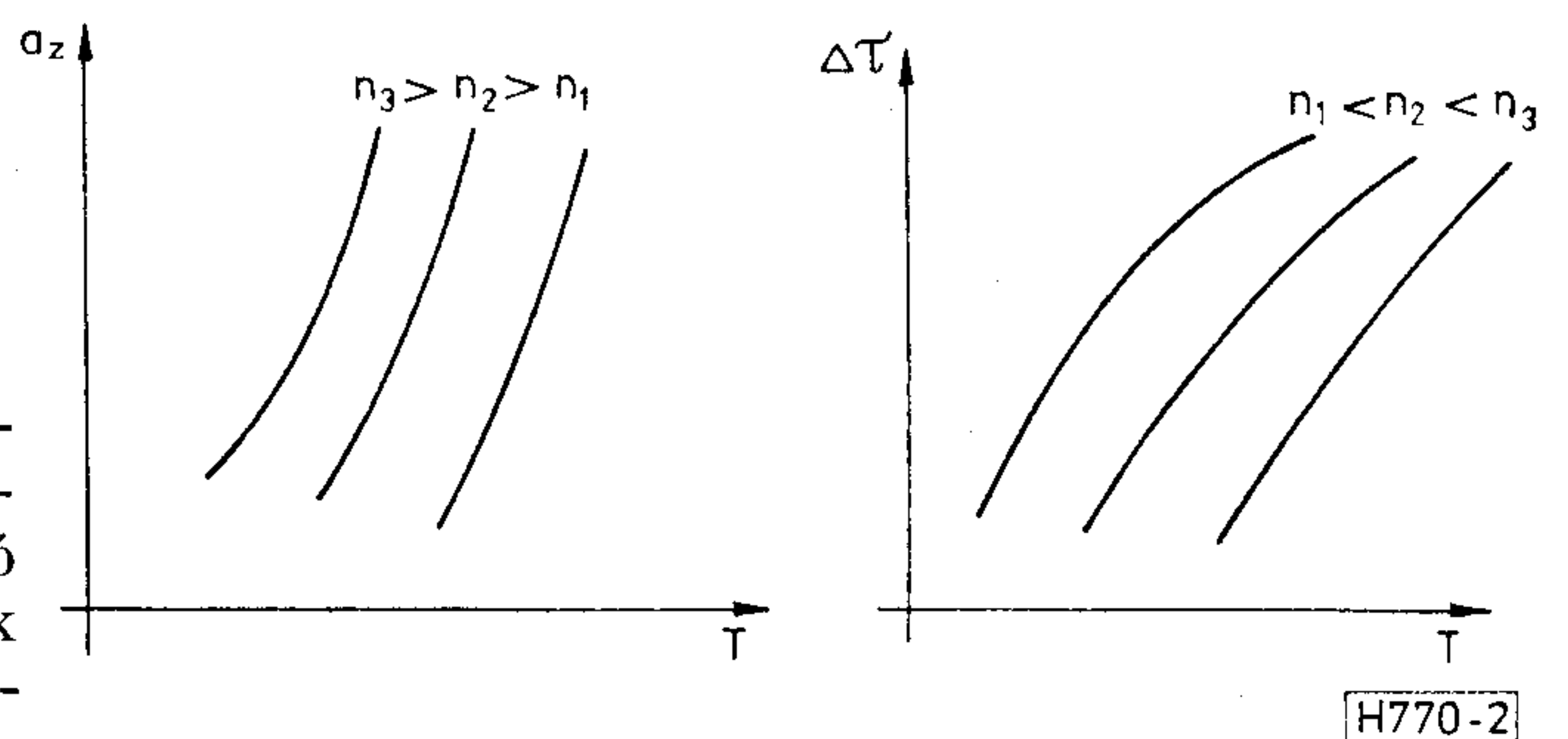
$$T = 0,3 \cdot \frac{a_z}{\omega_z}, \quad h = \frac{3}{2} n, \quad \omega_p = 1,45. \quad (6)$$

E becslések birtokában n , Z_n , T , h és ω_p sorozatokat adunk meg, amelyek az a_a és ω_z primer paraméterekkel együtt egy-egy futtatási feladatot jelentenek. Az adatok közül az ω_p paraméter csak iteráció kezdőértékéül szolgál, míg a többi paraméter a futás során állandó. Lehetőség van arra, hogy az első Remez ciklus előtt esedékes szélsőérték hely becslést csak az első feladat során végezzük el, és a többi feladat számára az első feladat megoldását tekintsük becslésnek.

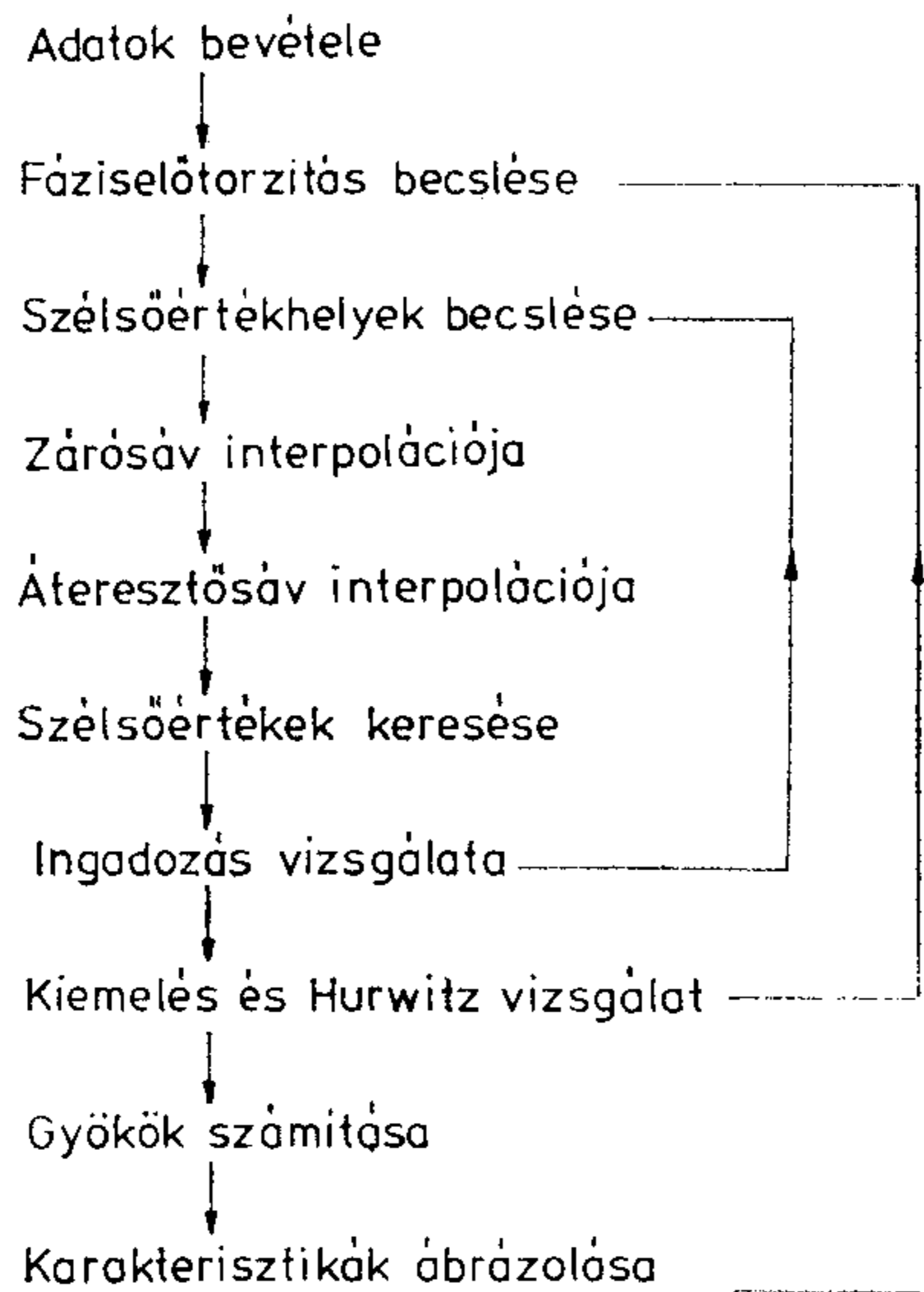
Mivel az így definiált feladatban a közelítendő függvények, a hiba mértéke és a közelítés fokszáma rögzített, a közelítés eredményeként a közelítés hibái, jelen esetben a_z és $\Delta\tau$ kiadódnak. Az n növelésével az a_z növelése és a $\Delta\tau$ csökkentése érhető el, míg a T növelése mind az a_z , mind a $\Delta\tau$ értékeket növeli. Így a program eredményeiből a 2. ábrán látható görbesereg rajzolható meg. Az egyes görbék tartományának a Remez algoritmus konvergenciája szab határt. A kitűzött feladat egyébként nem egyértelmű, az egyes görbék tartományainak alsó részén rendszerint két megoldás található úgy, hogy más és más kezdeti értékekkel indítjuk a Remez algoritmust. Ez a probléma onnan adódik, hogy az áteresztősávi amplitúdó karakterisztika ingadozásainak száma meghaladhatja az r_n -ből következő minimális számot, mivel a szabadságfokok egy része a fáziskarakterisztikára van fenntartva. Az ingadozások számának változása azonban hiszterézissel történik, ha a T kis lépésekben változik és a szélsőérték helyek becslését az előző értékhez tartozó megoldás adja.

4. Algoritmuster

A szóbanforgó szimultán approximációs feladatot megoldó SZIMAP2 program egyszerűsített algoritmusvázlata a 3. ábrán látható. A belső ciklus az



2. ábra. Az $a_z(T, n)$ és a $\Delta\tau(T, n)$ függvények jellege



3. ábra. Egyszerűsített algoritmusvázlat

iteratív Remez algoritmust valósítja meg, míg a külső ciklus az ω_p értékét határozza meg.

Az első Remez ciklusban a szélsőérték helyeket úgy becsüljük, hogy az áteresztősávot, illetve a zárósávot külön-külön Csebisev módon approximáljuk. A soron következő interpolációt két lépésben valósítjuk meg úgy, hogy külön kezeljük az áteresztősávot és a zárósávot. E célból az $S_{1,2}(p)$ számlálóját két polinom szorzataként kezeljük:

$$S_{1,2}(p) = \frac{C_n(p) \cdot E_n(p)}{D_n(p)} \quad (7)$$

úgy, hogy az $E_n(p)$ a $j\omega$ tengely átviteli zérusait foglalja magába és $C_n(p)$ tetszőleges valós együtthatójú polinom (1. táblázat). A két interpolációs feladatot a 2. táblázat foglalja össze. Az áteresztősáv interpolációja során egyszerre interpoláljuk az abszolútérték

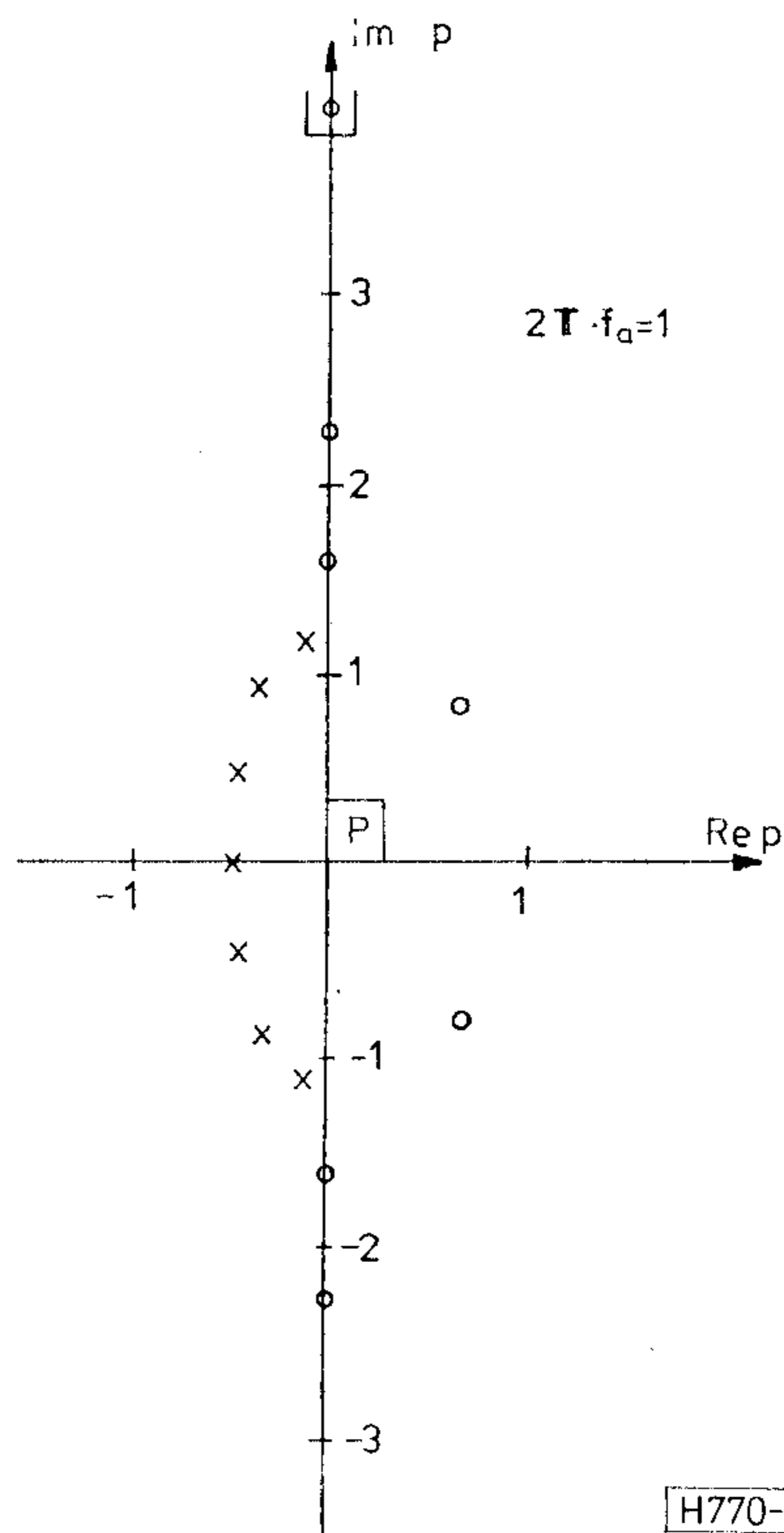
1. táblázat

Polinom	Fokszám	Gyökök
$D_n(p)$	n	Hurwitz
$E_n(p)$	$\sim \frac{2}{3} n$	$j\omega$ tengely
$C_n(p)$	$\sim \frac{1}{3} n$	tetszőleges

2. táblázat

	Adott	Keresett
Áteresztősáv	$S_{1,2}(j\omega_i), E_n(p)$	$C_n(p), D_n(p)$
Zárósáv	ν_i vagy $\Omega_i, C_n(p), D_n(p)$	$E_n(p), A_z$

és fáziselőírásokat az ω_i frekvenciákon, miközben az $E_n(p)$ polinom adott. A zárósáv interpolációja során viszont az Ω_i frekvenciákon átviteli zérusokat kell megvalósítani az első Remez ciklusban és a ν_i frekvenciákon kell az A_z abszolút értéket megvalósítani a következő Remez ciklusokban úgy, hogy a $C_n(p), D_n(p)$ adott és az $E_n(p), A_z$ a keresett mennyiségek. A fenti feladatkitűzéseket az indokolja, hogy az interpolációs feladatok így lineáris problémákra vezethetők vissza és a megfelelő megoldások rekurzív formulákkal állíthatók elő. A két interpoláció egymásra hatása azért nem zavaró, mert az interpoláció iteratív ciklusban helyezkedik el. Az interpolációt végrehajtó rekurzív algoritmusokat egy későbbi publikációban ismertetjük, hasonló problémák megoldását egyébként a [11]-ben dolgoztunk ki. Az interpolálással kapott racionális törtfüggvény birtokában megkeressük az amplitúdó- és csillapításkarakterisztika szélsőérték helyeit úgy, hogy az r_n és z_n -től függően felosztjuk az ω tengelyt, majd a pontokra másodfokú parabolát illesztünk. Mivel az áteresztősávban az ingadozások száma változhat, a keresést minden ciklusban előlről kell kezdeni. Az algoritmusvázlat elemei közül a szélsőértékek keresése igényli a legtöbb gépidőt. A Remez hurok végül is a legnagyobb maximumok és a legkisebb minimumok kiválasztásával zárul. A következő lépés az ω_p meghatározása, amely előkereséssel, felezéssel történik és szelőmódszerrel történik úgy, hogy az átmeneti sáv kiemelése 1 legyen, miközben a $D_n(p)$ polinom Hurwitz. Megjegyezzük, hogy a fáziskarakterisztika torzítására a $z_n > 1$ esetben van szükség. Az algoritmusvázlat utolsó két eleme (3. ábra) magától értetődő.



4. ábra. A mintapélda pólus-zérus elrendezése

5. Mintafeladat

Az eljárás illusztrálására egy mintapéldát mutatunk be. Tervezzünk aluláteresztő szűrőt a következő primer paraméterekre:

$$f_a = 1 \text{ Hz}, \quad f_z = 1,54 \text{ Hz},$$

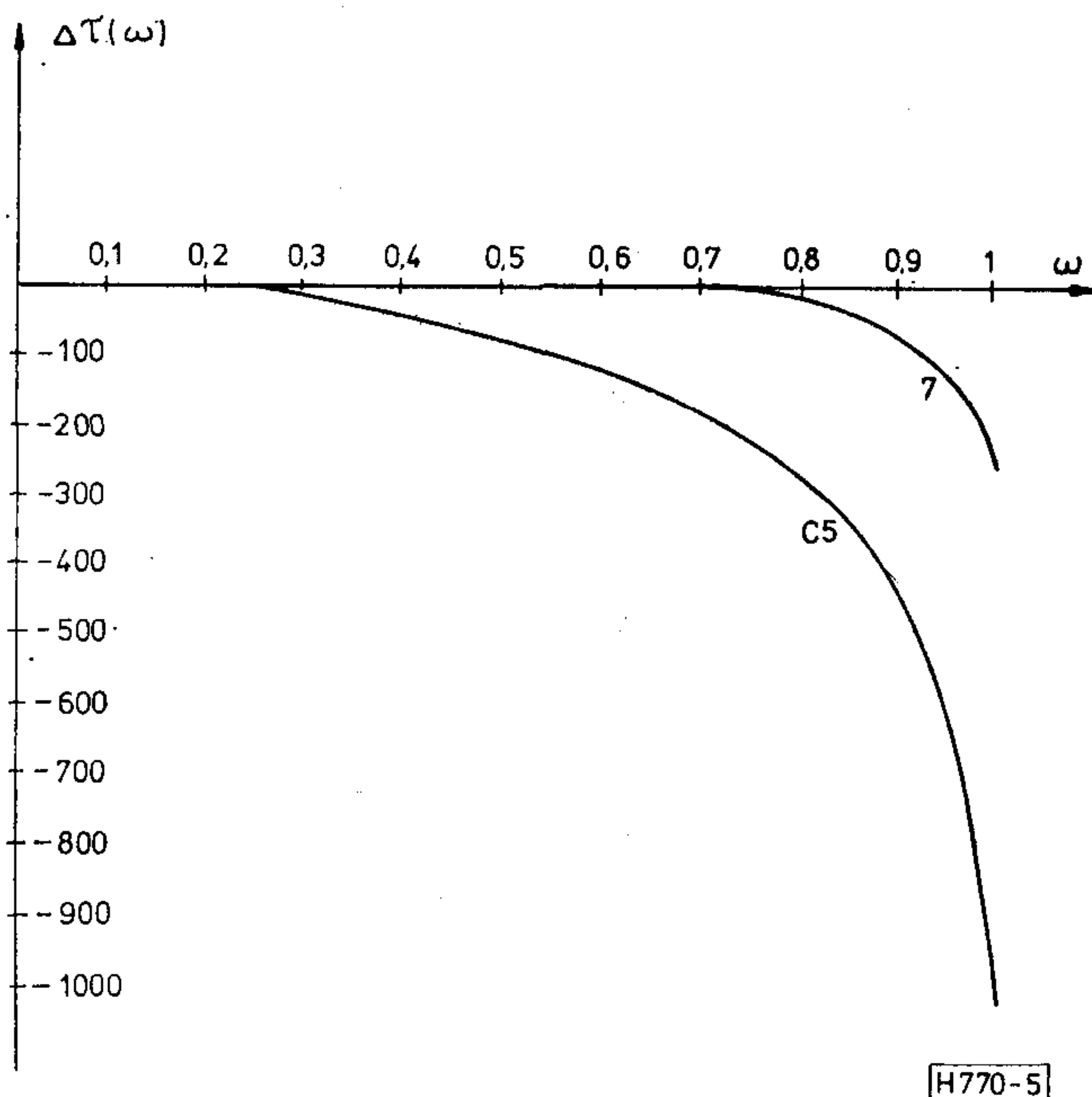
$$a_a = 0,1 \text{ dB}, \quad a_z = 45 \text{ dB}, \quad \Delta\tau = 250 \text{ msec.}$$

A specifikációt a következő szekunder adatokkal elégíthetjük ki:

$$n = 7, \quad z_n = 2, \quad r_n = 5,$$

$$T = 7,122/2\pi \text{ sec}, \quad h = 10, \quad f_p = 1,497.$$

Megjegyezzük, hogy $T = 7,122$ -t kell venni, ha az 1. ábrával összhangban a $2\pi \cdot f_a$ -t tekintjük egységnek. A fenti szekunder adatokkal az amplitúdókarakterisztika áteresztősávja 1.08 Hz-re nő az átmeneti sáv kedvező alakulása miatt. A realizálás szempontjából a maximális jósági tényező a döntő, amely keréken $Q_{\max} = 6$ -ra adódott. A gyökök eloszlása egyébként a 4. ábrán látható. Az amplitúdó- és csillapításkövetelményt ötödfokú Cauer szűrővel is ki lehet elégíteni, így $Q_{\max} = 4,6$ adódik, vagyis a két szűrő között nincs lényeges realizálási különbség. A két-féle szűrő futásidő-karakterisztikáját az 5. ábrán rajzoltuk meg. Az ábra jól mutatja a kidolgozott szűrőtervezés hatékonyságát: egy másodfokú korrektor nyilvánvalóan nem lenne elégséges az ötödfokú Cauer szűrő hasonló mértékű korrigálásához.



5. ábra. Az együttes approximáció hatékonyságának értékelése

6. Értékelés

A jelen publikáció a nemreciprok realizálású szűrők együttes amplitúdó-, csillapítás- és futásidő-approximációját megvalósító új szűrőtervezési eljárásról számol be. Az amplitúdó- és csillapításkarakterisztikák ingadozása lényegében egyenletes, a futásidő ingadozása pedig közel egyenletes az áteresztő sáv nagy részén. A kidolgozott eljárásnak az a fő saját-sága, hogy az összetett approximáció elvégzése során minimális a nemlineáris feladat megoldásával előállítható ismeretlenek száma, miközben e paraméterek jelentése igen szemléletes, kezdeti becslés könnyen adható és a körülbelül n dimenziós iteráció hatékony. A számítások során szükséges komplex interpolációt ugyancsak hatékony rekurzív formulákkal végezzük el, amelyek ismertetésére egy későbbi publikációban kerül sor.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetüket fejezik ki dr. Baranyi Andrásnak, tudományos osztályvezetőnek a munka során folytatott megbeszélésekért.

I R O D A L O M J E G Y Z É K

- [1] J. D. Rhodes: Theory of Electrical Filters. Wiley, 1976.
- [2] M. J. E. Golay: Polynomials of Transfer Functions with Poles Only Satisfying Conditions at the Origin. IRE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-7, pp 224–229, Sept 1960.
- [3] L. Gazsi: Symultaneously Maximally Flat Approximation of Amplitude and Delay Characteristics in the Low-Pass Case. Non-published communication, Budapest, 1974.
- [4] T. Takebe—K. Kato—K. Nishikawa: Simultaneous Flat Approximations of Amplitude and Group Delay in Transfer Functions, Electronics and Communications in Japan, Vol. 54-A, No. 1, pp 47–53, 1971.
- [5] J. Solymosi: Interpolation with PR Functions Based on F. Fenyves' Method. Periodica Polytechnica, Vol. 15, No. 1, pp 71–76, 1971.
- [6] J. D. Rhodes: Filters Approximating Ideal Amplitude and Arbitrary Phase Characteristics. IEEE Trans CT-20, No. 2, pp 120–124, March 1973.
- [7] J. D. Rhodes—I. H. Zabalawi: Design of Selective Linear-Phase Filters with Equiripple Amplitude Characteristics, IEEE Trans. CAS-25, No. 12, pp 989–1000, Dec. 1978.
- [8] Géher Károly: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1975. (5.3.2. és 6.6.2. pontok)
- [9] G. C. Temes and J. A. Bingham: Iterative Chebyshev Approximation Technique for Network Synthesis. IEEE Trans. Circuit Theory, CT-14, pp 31–37, 1967.
- [10] Henk Tamás—Szarka Gábor: SIMAP2 program az egyenletes ingadozású amplitúdó és csillapításkarakterisztikával, valamint előírható futásidő-karakterisztikával rendelkező aktív RC realizálású aluláteresztő szűrők approximációjára. Felhasználói dokumentáció, TKI, 1980.
- [11] Henk Tamás—Földváriné Orosz Julianna: Algoritmus előírt fázisú polinomok előállítására. Híradástechnika, 1981.

Kijelzők vizsgálatára alkalmas fényűrűségmérő tervezése és építése

DR. SZENTIDAY KLÁRA
Kandó Kálmán Villamosipari
Műszaki Főiskola

A laboratóriumi mérőműszerekben, a híradástechnikai és számítástechnikai berendezésekben elterjedten alkalmazzák a különféle számkijelzőket és adatmegjelenítőket, amelyek — mint sugárzó felületek — fényűrűségükkel jellemezhetők. A fényűrűség túlságosan kicsiny vagy nagy értéke és esetleges ingadozása rontja a láthatóságot. Ugyancsak zavaróan hat, ha pl. LED-sorok elemei vagy számkijelzők egyes digitjei és szegmensei egymástól eltérő fényűrűségűek.

A sugárzók fényűrűségét a felületegység által kisugárzott fényerősséggel definiálják. A fényűrűség fénytechnikai alapmennyiség és egysége az SI-mértékrendszerben a cd/m^2 (nit). Az angolszász irodalomban a foot lambert egység használatos, 1 fL 3,426 nit-nek felel meg. A sugárzás- és fénytechnikai mennyiségek meghatározását a magyar szabványok rögzítik [1]. A látható tartományra vonatkozó mennyiségeket nevezik fénytechnikai egységeknek, és ezek magukban foglalják az emberi szem spektrális érzékenységgörbéjét, a $V(\lambda)$ függvényt [2].

Az Egyesült Izzólámpa és Villamossági RT kísérleti gyártás keretében készített vákuum-fluoreszcens számkijelzőket, amelyek fényűrűségmérése szükségessé vált. Ezeknek a hétszegmenses számkijelzőknek a vizsgálatára az EIVRT megbízásából készítettük a közleményünk tárgyát képező mérőegységet. A műszer felépítése és mérési elve lehetőséget nyújt arra, hogy ilyen elrendezésben másféle méretű és jellegű sugárzók fényűrűségmérése is megoldhatóvá váljék.

1. A fotodetektor megválasztásának szempontjai

A vizsgálatra szánt DTM 208R típusú kijelzők fényűrűségét az egyes paraméterek (fűtőáram, anód- és rácsheszültség) függvényében mértük. Ennek következtében olyan mérőműszerre volt szükség, amely kis fényűrűségek (~ 10 nit) regisztrálására is alkalmas.

Fényűrűségmérés céljára hagyományos módon fotoelektron-sokszorozót alkalmaznak fényérzékelőként, amely a látható tartományban — megfelelő üzemi körülmények között — már néhány foton detektálására is képes. A fotomultiplierek alkalmazását nehezíti viszonylag nagy méretük, törékenyséjük, rázásra való érzékenyséjük, nagyfeszültség-igé-

nyük, továbbá az a körülmény, hogy a fotoelektron-sokszorozót a külső szórt fénytől tökéletesen el kell zárni és elektromosan is árnyékolni kell. Ezenkívül sok csőtípusnál a jel/zaj viszony javítása érdekében külső mágneses fókuszálást vagy hűtést is alkalmazni kell.

Az elmondottakból következik, hogy a korszerű laboratóriumi mérési igényeknek sokkal jobban megfelelnek a félvezető fotovevők, amelyek kis méretük, kis feszültségigényük és teljesítményfelvételük, valamint egyszerű alkalmazhatóságuk folytán kedvezőbben illeszthetők a tranzistoros és integrált áramkörös kapcsolásokhoz.

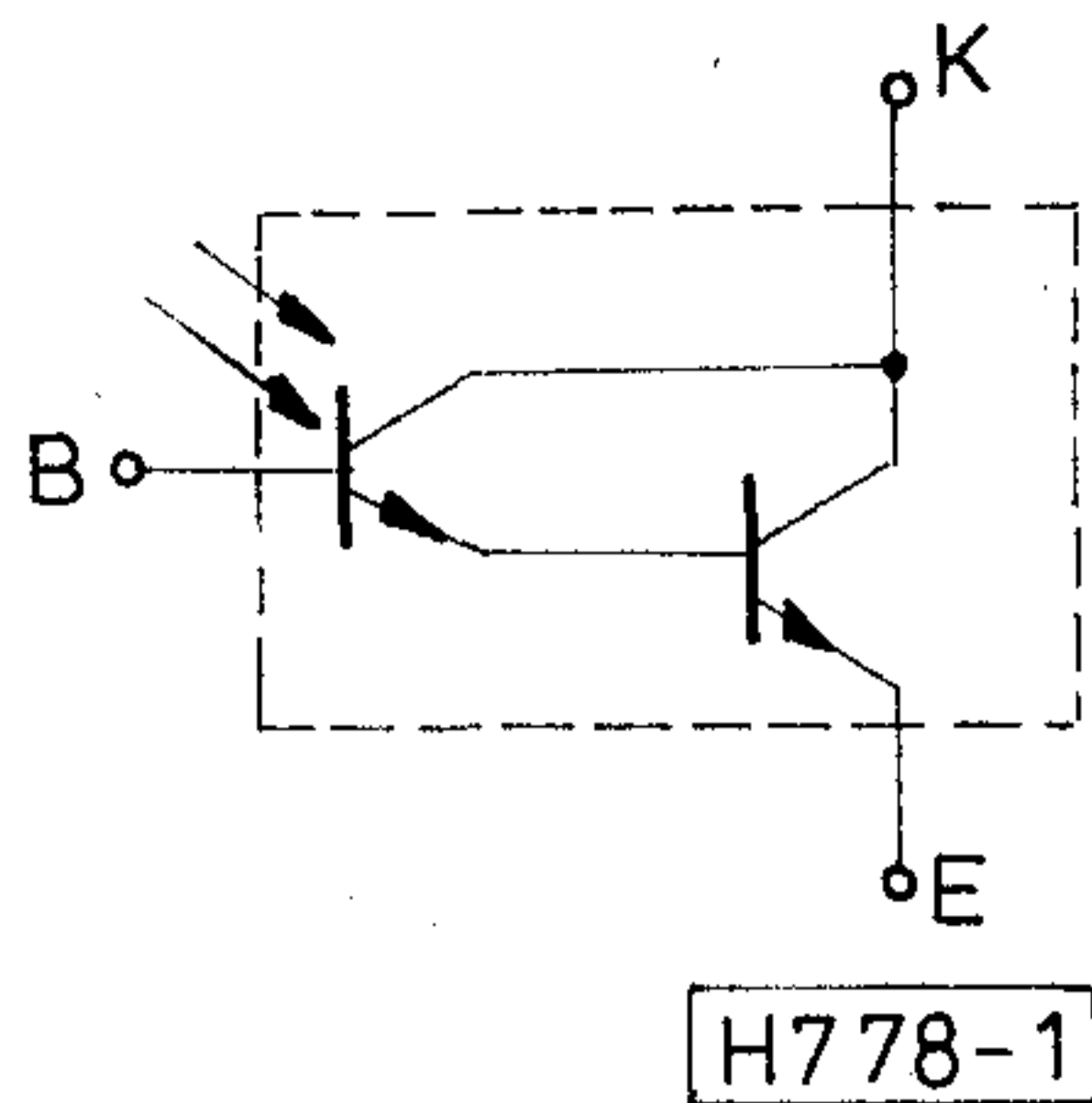
A látható tartományba eső sugárzás érzékelésére alkalmasak a kadmiumkalkogenid fotoellenállások (CdS, CdSe, CdTe), ezek a detektorok azonban linearitás szempontjából nagyon kedvezőtlenek, zajosak; válaszjelüket befolyásolja, hogy előzőleg mennyi ideig voltak megvilágítva, továbbá feszültségigényük is általában 100 V feletti [3].

A szilíciumból készült záróréteges fotovevők mentesek az előbb említett kedvezőtlen tulajdonságoktól, válaszjelük a megvilágítással egyenes arányban növekszik, sötétáramuk és zajuk kicsiny, működésük mentes az öregedési jelenségektől és zárófeszültség-igényük 20 V alatti. Hátrányuk viszont, hogy maximális érzékenyséjük általában 800...950 nm közé esik és 555 nm-en, tehát az emberi szem legnagyobb érzékenyséű hullámhosszán, válaszjelük már erősen lecsökken. A korszerűbb technológiával gyártott fotovevők érzékenysége a $V(\lambda)$ függvényhez jobban illeszkedik, sőt ultraibolya-érzékeny fotodetektorokat is tudnak már készíteni Schottky-átmenetes félvezetőkből [4].

A külföldi gyártó cégek nagy számban és választékban készítenek félvezető fotodetektorokat, legismertebbek a Siemens, Texas, Telefunken, Centronic és UDT (United Detector Technology) gyártmányai. Hazánkban a Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet foglalkozik fényelemek gyártásával. Fényűrűségmérés céljára elsősorban a viszonylag nagy fényérzékeny felületű szilícium planár fotodiódák alkalmasak, mint pl. az UDT által gyártott PIN-10 típus valamelyike. Sajnos ezek a fotovevők igen drágák, és nehezen beszerezhetők.

A fotovevő érzékenysége jelentősen növelhető, ha fotodióda helyett fototranzisztort, azaz két pn-átmenetű eszközt készítenek. Ebben az esetben — ha az emitter-bázis átmenetet világítják meg és a kollektor-bázis átmenetet zárófeszültséggel látják el — a tranzistor földelt emitteres erősítőként működik,

Beérkezett: 1981. I. 14.



1. ábra. Darlingtoncsatolású fototranzisztor kapcsolása

ahol a bázisáramnak a fotoáram feleltethető meg. További erősítésnövekedés érhető el, ha a fototranzisztorhoz Darlington-csatolással újabb tranzisztorot illesztünk. Az így kialakított, integrált fotovevő kapcsolását az 1. ábra mutatja be. Ilyen felépítésű eszköz a Telefunken által gyártott BPW 30 fotovevő, amely viszonylag olcsón, kereskedelmi forgalomban beszerezhető. Ez a típus TO-18 tokozású, báziskivezetésű, előtétlencsével ellátott kivitelben kapható. A lencse növeli a merőleges és a merőlegeshez közel eső sugarak hatását, de az érzékelést α nyílásszögre korlátozza. A BPW 30 adatait összehasonlítottuk a vele azonos kivitelű BPW 24 fotodióda megfelelő jellemzőivel (ld. 1. táblázat, [5]). Ha a két detektor érzékenysége és sötétáramának viszonyát összehasonlítjuk, a fotodarlington több, mint két nagyságrenddel hatékonyabb a fotodiódánál.

2. A fénysűrűségmérő optikai elemei

A fénysűrűség végtelenül kis felület által végtelenül kis térszögben kisugárzott fénnyel határozható meg, a gyakorlatban azonban csak véges felület véges térszögben emittált fényét tudjuk mérni. A fénysűrűségmérő tehát átlagol mind a vizsgált felületre, mind pedig a fénykibocsátási irányokra vonatkozóan. A geometriai optika alaptörvényei segítségével igazolható, hogy a fénysűrűségnek kitüntetett szerepe van a fotometriában: semmilyen optikai rendszer közbeiktatásával a tárgy fénysűrűsége nem változtatható meg (eltekintve az üveglencsék vagy tükrök abszorpciós és reflexiós veszteségeitől) [6].

Mérőrendszerünk kialakításánál a jól ismert objektív fénysűrűségmérési elvet követtük, ahol a tárgy

fényét lencse vetíti a fényérzékélőre. Leképező rendszerként azonban egyetlen objektív helyett Exakta VX 500 típusú fényképezőgépet alkalmaztunk. A gép hátsó lemezén furatot készítve, ide csatlakoztattuk a termosztálható dobozban elhelyezett fotovevőt. Mivel az alkalmazott fényképezőgép tüköraknás, a keresőn beállítható a vizsgálandó fényfolt, majd exponálva és a kioldót rögzítve, a fény a gépen át a detektorra jut. A géphez 6 cm-es közgyűrű beiktatásával csatlakoztattuk a 2,8/50 mm-es Domiplan objektívet. A vizsgálatra szánt kijelzőt fényzáró dobozba helyeztük, és az objektívet úgy illesztettük a doboz nyílásához, hogy azon keresztül a vizsgált sugárzó fényén kívül más, zavaró háttérfény ne érje a detektort.

Az optikai rendszert két változatban készítettük el:

a) Egyetlen BPW 30 detektort helyeztünk a gép hátlemelébe. Ekkor, mivel a közgyűrűvel illesztett objektív a fénylő tárgy valódi és nagyított képét állítja elő, a detektor a fényérzékeny felületnek megfelelő (kb. 1 mm²) nagyságú kép fénysűrűségét átlagolja. Így lehetőség nyílik a tárgy vagy a gép mozgásával a sugárzó felület végigpásztázására. Sajnos ezt a megoldást csak erősebb sugárzók esetében alkalmazhattuk.

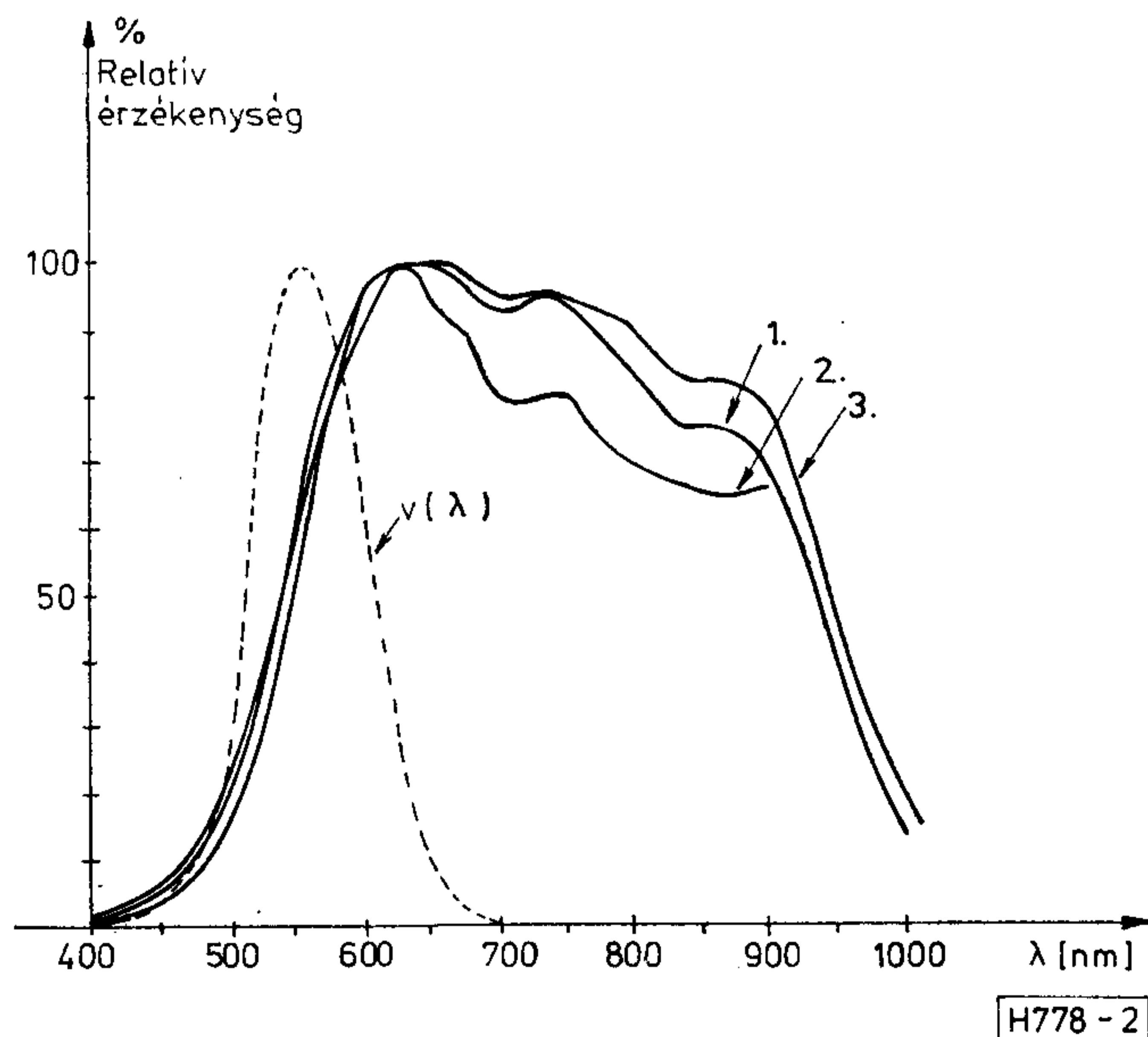
b) Három BPW 30 detektort helyeztünk el egymáshoz közel, háromszög alakzatban. A tárgy távolságát úgy állítottuk be, hogy a sugárzó felület a három detektort beborító fényfoltot adjon. Ebben az esetben a detektorok együttes válaszeje az egész sugárzó felület — esetünkben egy teljes szegmens — átlagos fénysűrűségével volt arányos.

Mint bevezetőnkben említettük, a fénysűrűség fénytechnikai mennyiség, ezért a detektorok relatív spektrális érzékenységét az emberi szem spektrális fényhatásfokához, a $V(\lambda)$ függvényhez illeszteni kell. Ehhez olyan szűrő kialakítása szükséges, amely biz-

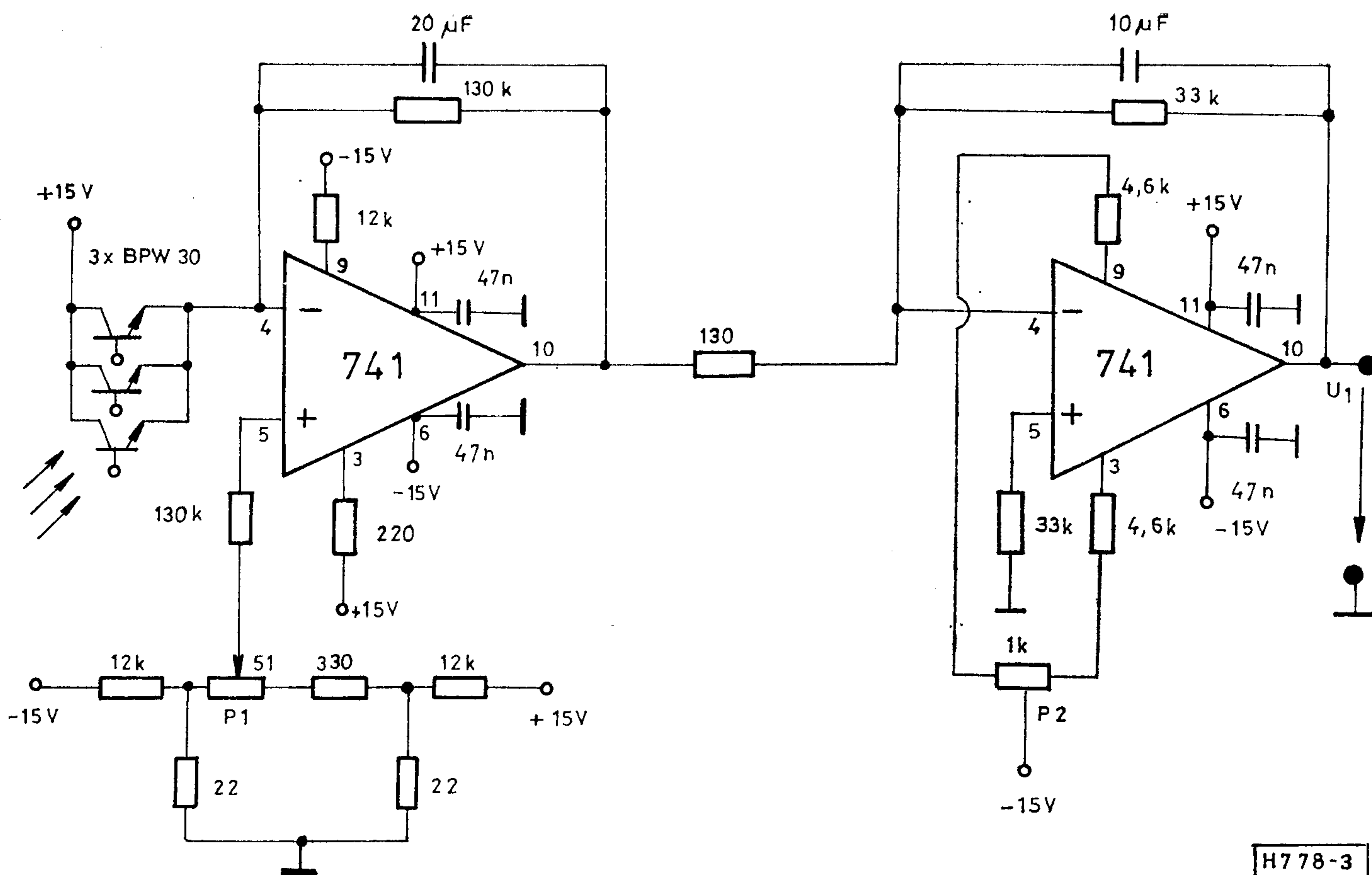
1. táblázat

Jellemző adatok	BPW 30 fotodarlington tranzisztor	BPW 24 PIN fotodióda
Tokozás	TO 18	TO 18
Lencse nyílásszöge	25°	40°
Sötétáram (20 V zárófeszültségnél)	20...200 nA	1...5 nA
Érzékenység*, s	100...300 μ A/lx	25...45 nA/lx
Max. érz. hullámhossz, λ_p	780 nm	900 nm

* „A” fényforrásra vonatkoztatva.



2. ábra. BPW 30 Telefunken fotodarlington tranzisztorok három példányán mért relatív spektrális érzékenység és a $V(\lambda)$ szemérzékenységi függvény



H778-3

3. ábra. Párhuzamosan kapcsolt fotodarlingtonok válaszelét erősítő kétfokozatú erősítő kapcsolási rajza

tosítja, hogy a szűrő és detektor együttes relatív spektrális érzékenysége éppen a $V(\lambda)$ függvénnyel egyezzen meg. A megfelelő szűrő kiválasztásához mindenekelőtt ismerni kell az alkalmazni kívánt detektorpéldány relatív spektrális érzékenységét. E tekintetben nem hagyatkozhatunk a katalógusokban közölt jelleggörbékre, mivel mérési tapasztalataink szerint azonos típuson belül is jelentős szórás mutatkozik példányonként. A 2. ábra BPW 30 fotovevő három példányának relatív spektrális érzékenységét szemlélteti, feltüntetve a $V(\lambda)$ függvényt is.

Az illesztés különböző színű Schott-szűrőkkel végezhető el. A színes üvegszűrők α elnyelési együtthatója hullámhosszfüggő. Az $\alpha(\lambda)$ elnyelési függvény ismeretében a szűrő átteresztőképessége d szűrővastagság esetén:

$$s(\lambda) = [1 - R(\lambda)] \exp(-\alpha(\lambda)d) \quad (1)$$

alapján számítható. A szűrők $R(\lambda)$ reflexiója is hullámhosszfüggő, azonban ez a függés a látható tartományban olyan csekély, hogy R -et állandónak vehetjük. Az (1) összefüggésből látható, hogy a d vastagság változtatásával adott $\alpha(\lambda)$ elnyelésű szűrő átteresztőképességének hullámhosszfüggése változtatható. Alkalmasan választott elnyelési együtthatójú szűrőnél tehát meghatározható az az optimális szűrővastagság, amely a legjobb illesztést biztosítja. Pontosabb eredmény érhető el, ha nem egyetlen szűrőt, hanem szűrősorozatot alkalmazunk. Ekkor az illesztés feltétele:

$$V(\lambda) = D(\lambda) \prod_{i=1}^n S_i(\lambda), \quad (2)$$

ahol $S_i(\lambda)$ az egyes szűrők (1) alapján definiált átteresztőképessége és

$D(\lambda)$ a detektor hullámhosszfüggő érzékenysége.

A feladat minimum-keresésre vezethető vissza; adott szűrők esetén meg kell határozni azokat a d_i vastagságértékeket, amelyekkel a szűrősorozat a legkisebb hibával illeszti a detektort a szemérzékenységhez. A számítást FORTRAN nyelven írt számítógépes program segítségével végeztük el a 2. ábrán feltüntetett 1. sz. detektorra vonatkoztatva. A rendelkezésünkre álló szűrők közül

- 0,90 ± 0,01 mm vastagságú VG-4 és
- 1,10 ± 0,01 mm vastagságú BG-23

Schott-szűrő együttes alkalmazása adott optimális eredményt.

3. A fénysűrűségmérő elektronikus regisztráló egységei

A fénysűrűségmérő a következő főbb elektronikus egységeket tartalmazza:

- a detektorház hőmérséklet-szabályozó egységét,
- egyenáramerősítőt,
- integrátort,
- tápegységeket.

Hőmérséklet-szabályozó egység

A fotodarlington tranzisztorok válaszjele erősen hőmérsékletfüggő, így a detektorokat a különböző időszakokban végzett mérések során állandó hőmérsékleten kell tartani. Ezért a fényképezőgép hátlapjára illesztett detektordobozt úgy alakítottuk ki, hogy a detektorral, illetve a detektorokkal közös rézlapra BD 242 teljesítmény-tranzisztort szereltünk, ami a szobahőmérséklet fölé fűti környezetét. A doboz belsejét üvegyapot hőszigetelővel béleltük. A hőmérséklet-szabályozást hídba kapcsolt termisztoros visszacsabályozó biztosítja. A tárcsa-termisztorot ugyancsak a detektorokat befogó réztömbbe ágyaztuk be. A termisztoros hidat úgy méreteztük, hogy az mintegy 34 °C-ra való felfűtést biztosítson. Magasabb hőmérsékleten a detektorok jel/zaj viszonya már erősen leromlik. A teljesítmény tranzisztor áramellátását a termisztoros híd jelét érzékelő 741 műveleti erősítő szabályozza [7].

Egyenáramerősítő

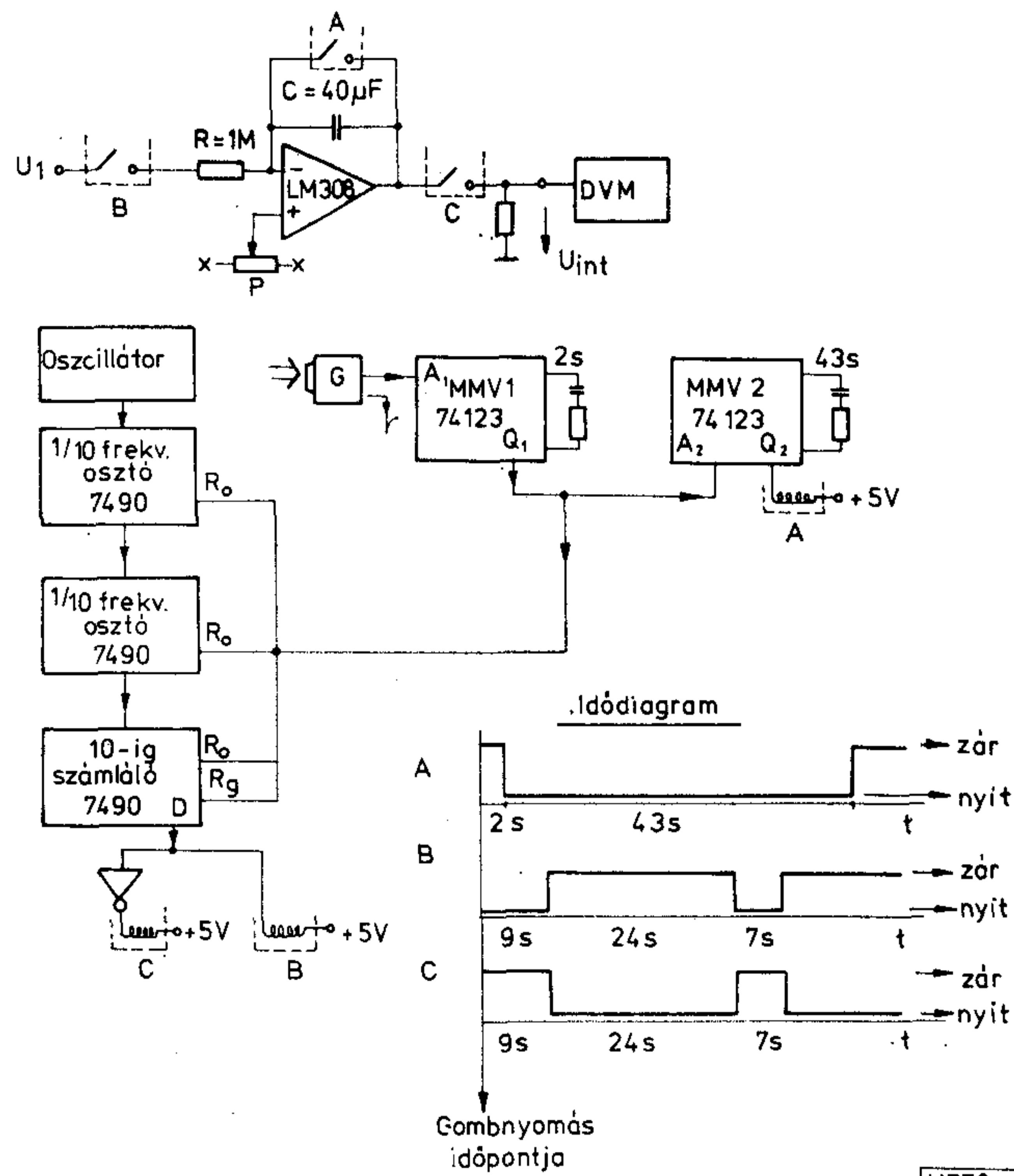
Az erősítő kapcsolási rajza a 3. ábrán látható. Az első fokozat áramerősítőként működik, a második fokozat pedig az első fokozat kimenetén megjelenő feszültséget erősíti. A visszacsatoló-ágakban elhelyezett 20 μ F és 10 μ F értékű kondenzátorok integráló hatásúak, és csökkentik a zaj okozta feszültségingadozást. Az erősítő a P1 és P2 potenciométerekkel nullázható. Abban az esetben, ha egyetlen fotovevő helyett többet alkalmazunk, a megfelelő kivezetéseket összekötjük. A kapcsolatban feltüntetett 3 db BPW 30 fotodarlington emitter- és kollektorkivezetéseit összekapcsoltuk, a báziskivezetéseket szabadon hagytuk. A kollektor-átmenetet 15 V zárófeszültséggel láttuk el.

Integrátor

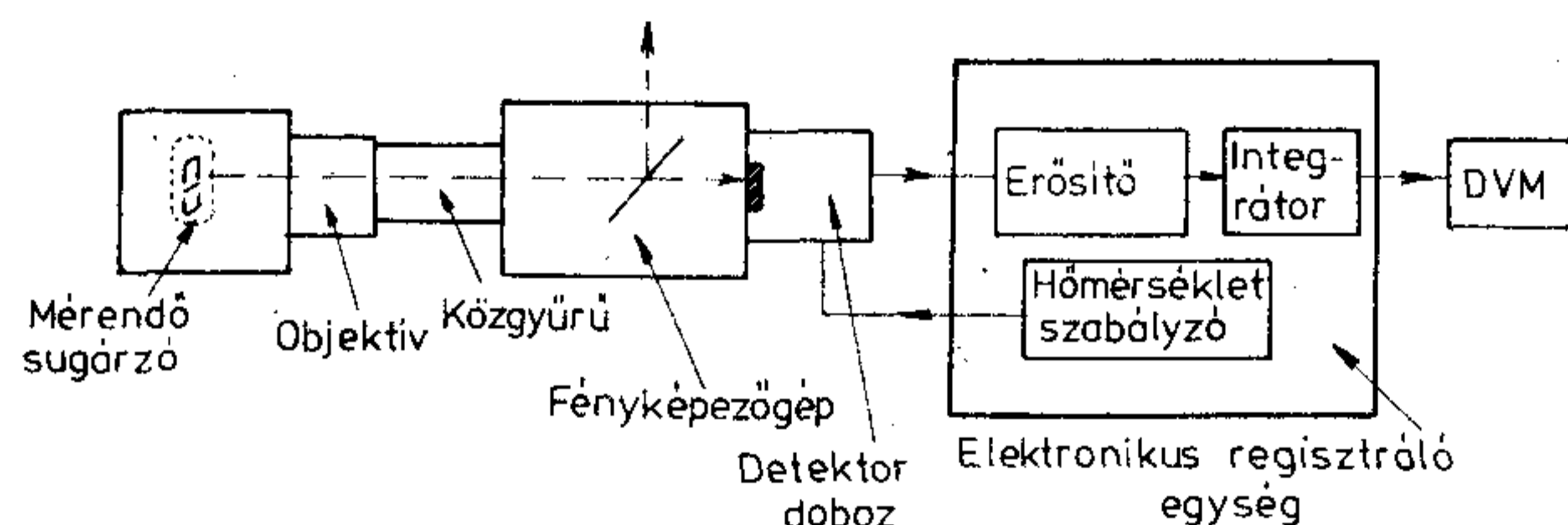
Tekintettel arra, hogy a $V(\lambda)$ szűrővel való illesztés erősen lecsökkenti a kijelzőről a detektorba jutó fényt, kis fényerőségek mérésénél a detektor válaszjele eléggé megközelíti a sötétáram és zaj által határolt küszöbérzékenységet. Amennyiben egyetlen mérési pillanat helyett hosszabb időtartamra átlagolt válaszjelet indikálunk, lényegesen pontosabb mérési eredményt kapunk. Ezért az egyenáramerősítő kimeneti feszültségét integrátorra vezetjük. Integrátor céljára kis hibaáramú és kis zajú műveleti erősítőt, az LM 308 típust alkalmaztuk [8]. Az integrátorhoz időzítő áramköri egység csatlakozik, amely a következő időszakokra bontja a működést:

1. A mérés megkezdése előtt kisüti az integráló kondenzátort és nullázza a számlálót.
2. Meghatározott ideig mintát vesz a mérendő jelből.
3. A mért értéket kijelzi.
4. Az integrátor-egységet leválasztja a DVM-ről, majd az integráló kondenzátort rövidre zárja.

Az integrálás gombnyomással indítható. Maga a nyomógomb is TTL-kaput tartalmaz, amely feszültségugrást ad a monostabil multivibrátor-fokozatoknak. Kapcsolók céljára miniatűr VE 721 Siemens jelfogókat alkalmaztunk, amelyek TTL-jelekkel ve-



4. ábra. Időzítő áramkörökkel ellátott integrátor-kapcsolás. Az A, B és C jelfogók be- és kikapcsolt állapotának idődiagramja



5. ábra. A fényerőségmérő rendszer egységei

zérrelhetők. Időalapként 741 műveleti erősítővel felépített Wien-hidas szinuszoszcillátort készítettünk, amely 260 Hz alaphérvenciájú jelet kelt.

Az integrátor kimeneti feszültségét az egységhez kívülről csatlakoztatott 3 és 1/2 digitális digitális voltmérő jelzi ki. Az integrátor kapcsolási vázlatát és a jelfogók időzítési szakaszait feltüntető idődiagram a 4. ábrán látható.

A teljes mérőrendszer felépítését az 5. ábra mutatja be.

4. Mérési eredmények

A fényerőségmérő integrátorának kimenetéhez csatlakoztatott digitális voltmérő a fényerőséggel arányos feszültségértéket jelzi ki. A műszerrel közvetlenül tehát csak a fényerőség relatív változásait regisztrálhatjuk. Abszolút mérés céljából a műszert Spectra Pritchard, fotoelektron-sokszorozót tartalmazó precíziós fényerőségmérővel hitelesítettük

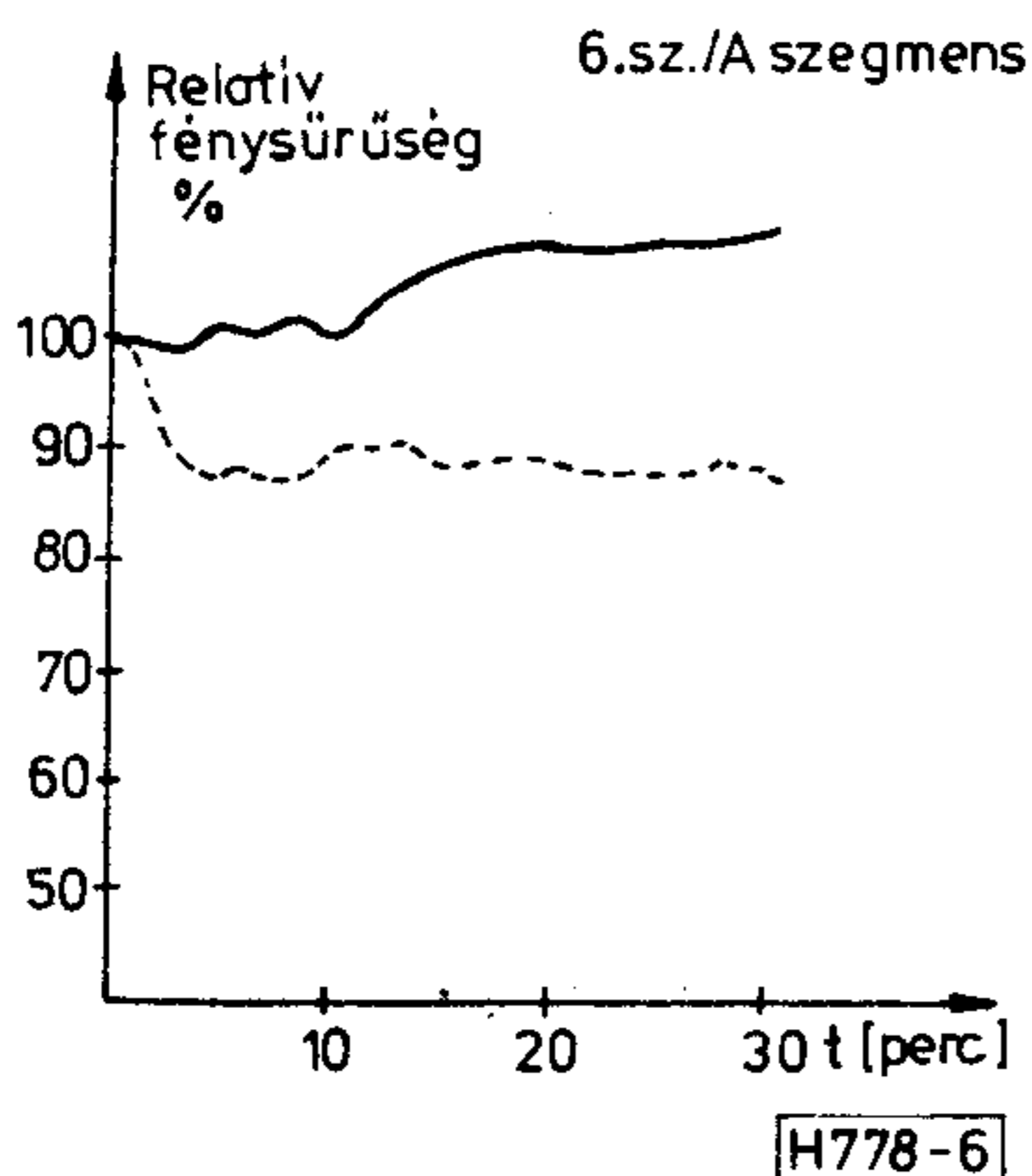
úgy, hogy ugyanazokat a sugárzókat mindkét műszerrel megmértük. Az integrátor kimenetén mérhető U_{int} feszültségek és a Pritchard műszerrel mért L_v fénysűrűségek megfeleltetését a 2. táblázat mutatja be. A két eredmény között $r=0,989$ korrelációs együtthatóval lineáris a kapcsolat, és az

$$L_v = 103,2U_{\text{int}} - 4,03 \quad (3)$$

átszámítási képlet alkalmazható, ahol L_v értéke cd/m^2 -ben és U_{int} voltban értendő. A (3) összefüggés a három darab detektorral kialakított mérési összeállításra vonatkozik.

2. táblázat

U_{int} [V]	L_v [cd/m^2]
1,216	126
1,120	111,7
0,850	81,5
0,766	62,9
0,423	45,2
0,358	30,8
0,312	30,2
0,228	23,5

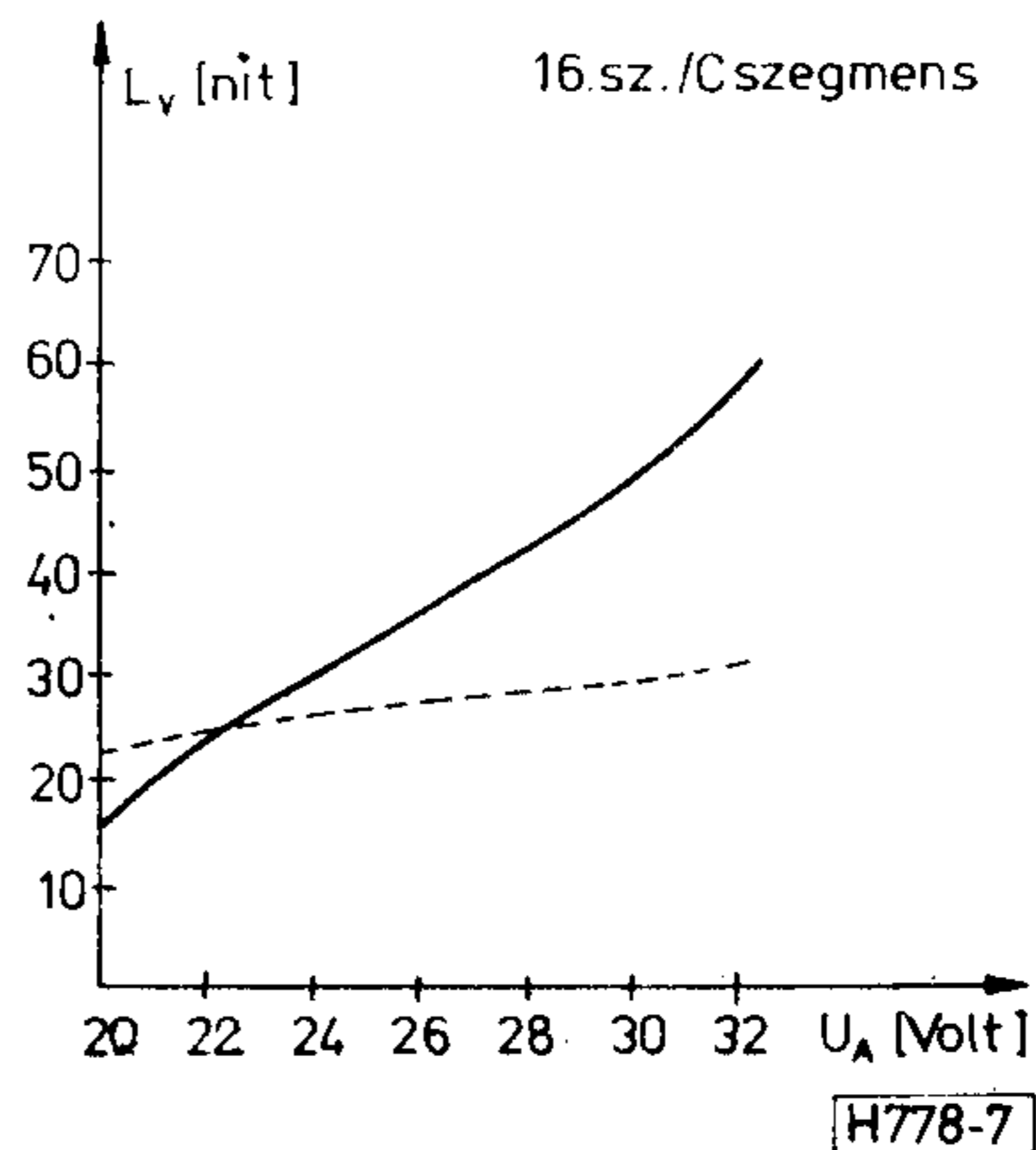


6. ábra. DTM 208R számkijelzőcső egy szegmensének relatív fénysűrűség-változása a bekapcsolás időpillanatától kezdve (6. sz. cső, „A” szegmens)

— egyen feszültségű anódtáplálás
 - - - impulzusüzemű anódtáplálás

Befejezésül néhány mérési eredményt közlünk, amelyek az EIVRT gyártmányú, DTM 208R hét-szegmenses kijelzők egy-egy szegmensének átlagos fénysűrűségére vonatkoznak.

A 6. ábra időbeli stabilitás mérését mutatja be állandó anódfeszültségű vezérlés és az időosztásos



7. ábra. DTM 208R számkijelzőcső egy szegmensének abszolút fénysűrűség-változása az anódfeszültség függvényében (16. sz. cső, „C” szegmens)

— egyen feszültségű anódtáplálás
 - - - impulzusüzemű anódtáplálás

(multiplex) üzemmódot leutánzó, impulzusos anódtáplálás esetében. A vizsgált csövek fűtőfeszültségét 1,5 V-ra, rácsfeszültségét 20 V-ra állítottuk be; anódfeszültségét egyen feszültségű táplálásnál 30 V-ra és impulzus üzemmódban 45 V csúsfeszültségre választottuk. Az impulzus vezérlésnél 1 kHz ismétlődési frekvenciájú, 1:6 kitöltésű impulzus-sorozatot kapcsoltunk a számkijelző csövek anódjára. A stabilitásvizsgálatot 30 percig végeztük percenkénti leolvasással. A bekapcsolás pillanatában mért fénysűrűséget tekintettük 100%-nak.

A 7. ábra a vizsgált kijelzőcső egy szegmensének fénysűrűség-változását mutatja be az anódfeszültség függvényében ugyancsak 1,5 V fűtőfeszültség és 20 V rácsfeszültség mellett.

I R O D A L O M

- [1] MSZ 9620/1—72
- [2] Szentidai Klára: Félvezető fotodetektorok. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1977. 1. fejezet
- [3] TEXAS Optoelektronikai receptek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979. 143. old.
- [4] TEXAS Optoelektronikai receptek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979. 156—159. old.
- [5] AEG—TELEFUNKEN Optoelektronische Bauelemente. 1975. 155—159. és 165—166. old.
- [6] Dr. Schanda János: Fénysűrűség, a világítástechnikai számítások alapszámítása. Villamosság, 26. évf. 7. sz. 1978. július, 212—217. old.
- [7] TEXAS Analóg és illesztő integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979. 59—61. old.
- [8] U. Tietze—Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1974. 2. kiadás. 225—229. old.



ELEKTRONIKA

ÁTVITELTECHNIKAI SZÖVETKEZET

1072 Budapest, Klauzál utca 30.

Sokcsatornás vivőfrekvenciás berendezések szint-, csillapítás- és psophometrikus zajának mérésére alkalmas mérőkészlet

Az 1981. évi tavaszi BNV díjával kitüntetett műszerkészlet az „ELEKTRONIKA” Átviteltechnikai Szövetkezet gyártott és exportált termékeinek gerincét képezi.

A legújabb áramköri elméletek — közte a Szövetkezet fejlesztő mérnökeinek bejelentett szabadalmi — alapján, a nagymegbízhatóságú ipari alkatrészek felhasználásával kifejlesztett műszerek a felhasználók legteljesebb elismerését vívták ki. A fejlesztés során igénybevett sokoldalú műszaki egyeztetés az egyes felhasználó szervekkel (úgy belföldi mint külföldi) azt eredményezték, hogy a mérőkészlet együttesen és elemenként is biztosítja a megkívánt mérési lehetőségeket; azokat egyszerűen, gyorsan és sok esetben „szellemesen” lehet végrehajtani.

Az egységes, ún. „aluprofil vázas” mechanikai konstrukció, a kikészítés (festés, galvanizálás, stb.) biztosítja a műszerek egyöntetű esztétikus megjelenését.

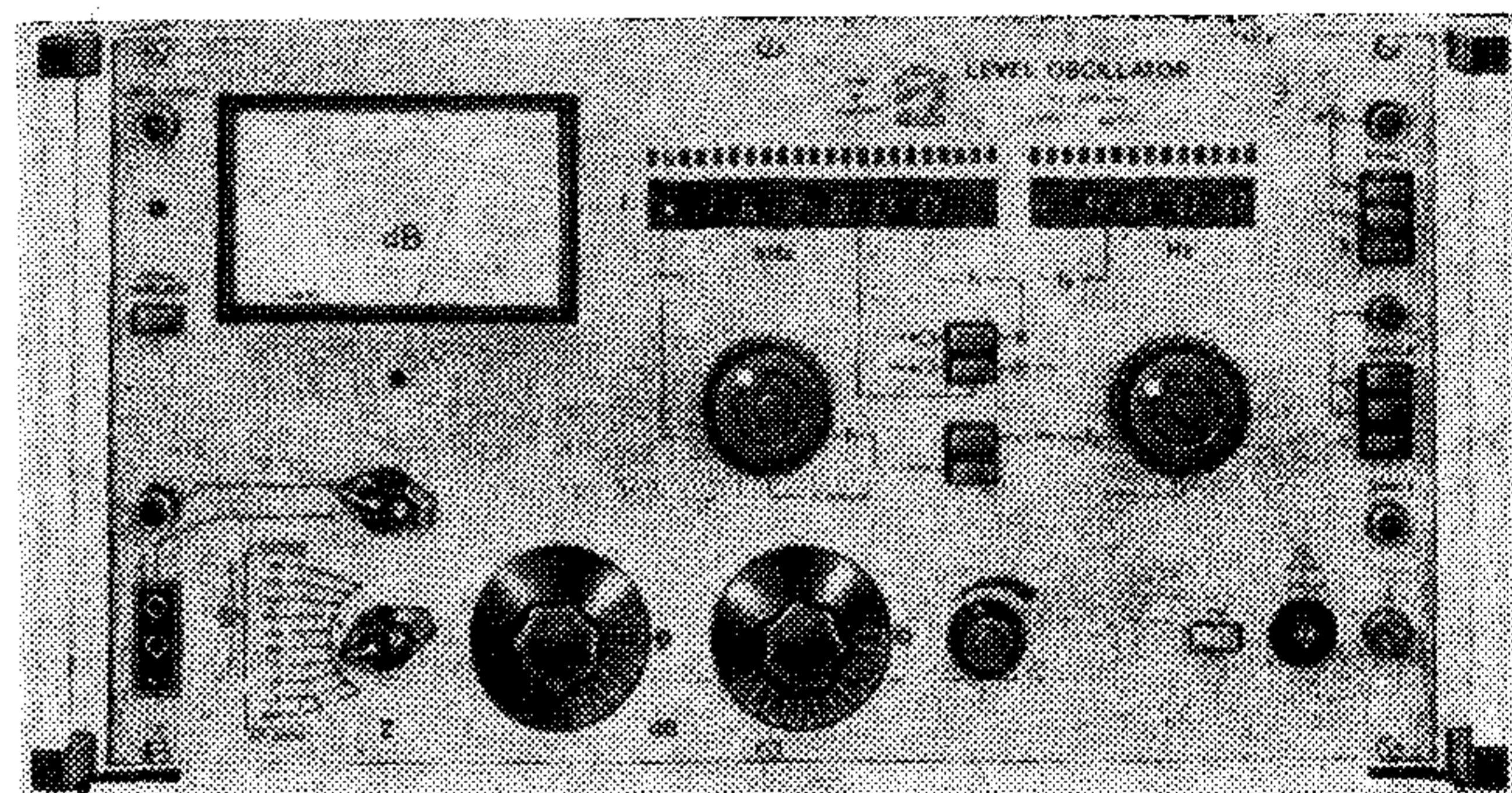
Az e területen nagy sorozatnak számító évről-évre gyártott mennyiség, valamint a felhasználói tapasztalatok figyelembevétele lehetővé teszik gyártmányaink állandó továbbfejlesztését mind a felhasznált alkatrészek, mind az áramköri megoldások vonatkozásában.

A MÉRŐKÉSZLET ELEMELI:

- ET—100 T/A típusú Nagypontosságú átviteltechnikai generátor 1620 kHz-ig
- ET—100 T/V típusú Nagypontosságú átviteltechnikai szintmérő 1620 kHz-ig
- ETM—100 típusú Mérőmező és szűrőkészlet

- EPS—73 típusú Psophométer
- EOF—73 típusú Oktávszűrő

ET—100 T/A



1. ábra. Nagypontosságú átviteltechnikai generátor 1620 kHz-ig

Rendeltetés és felhasználási terület

Az ET—100 T/A típusú átviteltechnikai generátorral nagypontosságú üzemi és laboratóriumi mérések végezhetők a vivőfrekvenciás híradástechnika 0,2—1620 kHz frekvenciasávjában. Ezen széles frekvenciasáv, a kvarcpontosságú 4 kHz-es rasztolás teszi alkalmassá a 300-csatornás vivőfrekvenciás rendszerek, multiplex berendezések mérésére, úgy azok üzembhelyezésénél, mint fenntartásánál. Jellemző az igen nagy szint- és frekvencia stabilitás, kényelmes kezelhetőség. Az alkalmazott áramköri megoldások (köztük a Szövetkezet fejlesztő mérnökeinek szolgálati szabadalmi), az áramkörökben felhasznált jó minőségű és nagypontosságú alkatrészek eredményeképpen a műszer kiváló pontosságú és stabilitási adatokkal rendelkezik.

A frekvencia beállítását, leolvasását megkönnyíti az előjelhelyes félvezetős számkijelzés. A kimenő-

szint pontos és gyors beállítását teszi lehetővé az általánosan alkalmazott 10 dB-es szintosztó mellett egy 1 dB-es szintosztó kapcsoló beépítése.

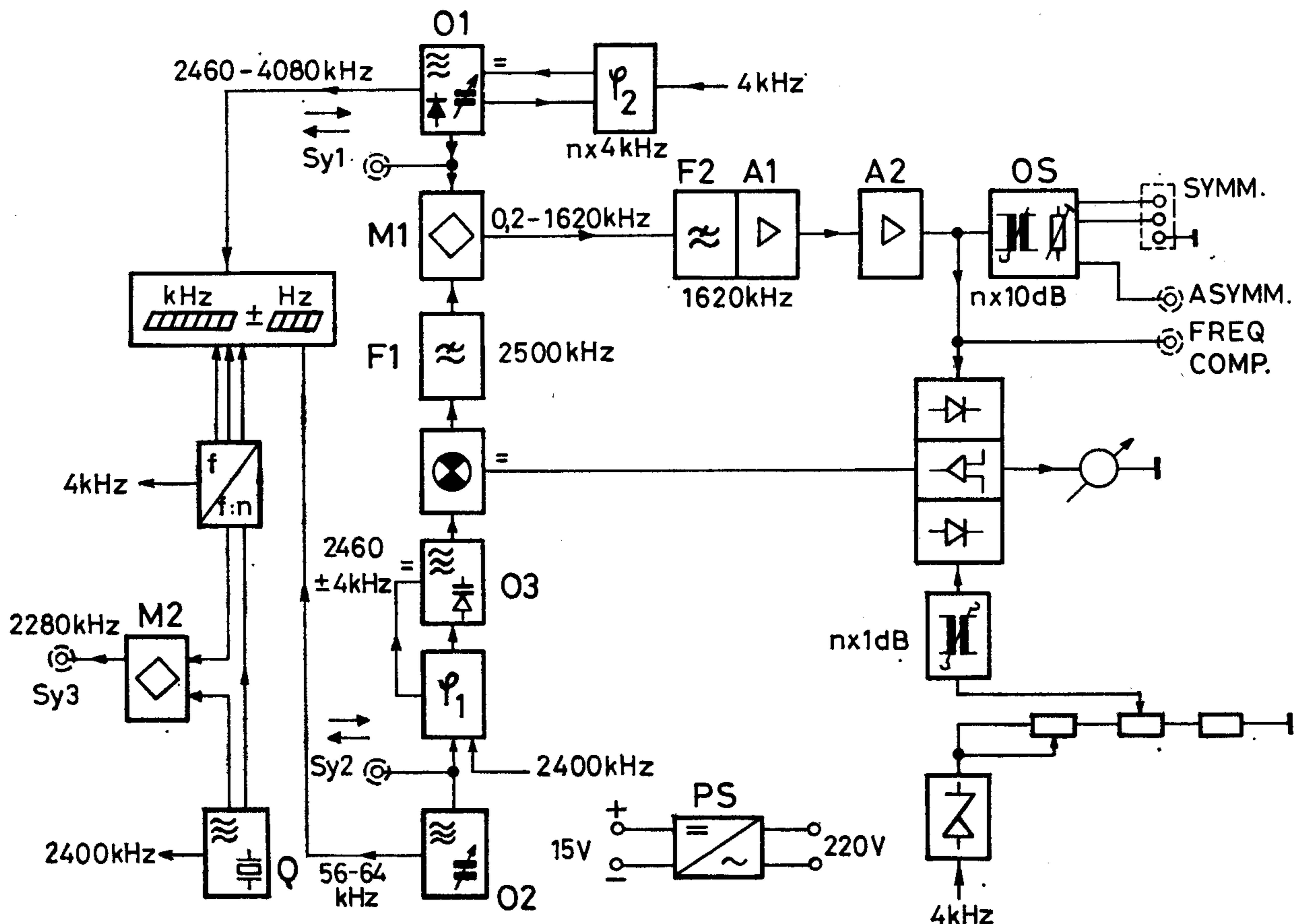
Üzemi méréseknél lehetőség van a kikapcsoláskor keletkező tranziensek ellen szintblokkolás alkalmazására, amelynél a jelcsökkenés exponenciális jellegű. Széles körű laboratóriumi felhasználást tesznek lehetővé a feszültség- és teljesítményszintes üzem-

módok a különböző kimeneti impedanciákkal, szimmetrikus és aszimmetrikus kimenetekkel.

Az ET—100 T/A típusú generátor az ET—100 T/V típusú szintmérővel önálló mérőhelyet alkot, közöttük a szinkron üzemmód mindkét irányban lehetséges. A mérőhely kiegészíthető az ETM—100 típusú mérőmezővel, amelynek csatlakoztatásával a mérési lehetőségek tovább bővülnek.

Működési elv és felépítés

A generátor működési elvét a 2. sz. ábra szemlélteti.



2. ábra.

Az ET—100 T/A generátor lebegtetős rendszerű, a kimenő frekvenciát két frekvencia különbségéből állítja elő két hangolószer segítségével:

- Az O1 nagy frekvenciaátfogású főoszillátorral, mely 0–1620 kHz között hangolható folyamatosan vagy 4 kHz-es kvarcpontosságú lépésekben. A 4 kHz-es lépések stabilitását a $\varphi 2$ frekvenciaraszt áramkör biztosítja, amelyet termosztátba helyezett kvarcoszillátor vezérel.
- A kis frekvenciaátfogású interpoláló O2 oszcillátorral, mely 0 és ± 4 kHz között folyamatosan hangolható.

A frekvenciakijelzés digitálisan történik LED-es számkijelzőkkel. A mérési feladatnak megfele-

lően kétféle kijelzési mód közül lehet választani:

- Kétkijelzős kijelzési mód esetén két különálló számcsoport és egy előkijelző működik. Az első hét-számjegyű számcsoport a nagy frekvenciaátfogású O1 főoszillátorral beállított frekvenciát mutatja 10 Hz-es felbontással (mérési idő 0,1 s). A második négy-számjegyű számcsoport a kis frekvenciaátfogású O2 oszcillátorral beállított frekvenciát mutatja előjel-helyesen 1 Hz-es felbontással. A mérési idő az 1 Hz-es felbontás ellenére csak 0,1 s ami igen kényelmes beállítást eredményez.
- Az egykijelzős kijelzési mód esetén csak a hét-számjegyű első számcsoport működik,

melyről a mérőfrekvencia közvetlenül leolvasható, függetlenül attól, hogy melyik frekvencia-beállító szerv segítségével állították be. A frekvencia felbontás 1 Hz (mérési idő 1 s), vagy 10 Hz (mérési idő 0,1 s).

A kétkijelzős kijelzési mód előnyei akkor szembe-tűnőek, ha a főszcillátor 4 kHz-es rasztüzemben működik. Ebben az esetben a 4 kHz-es rasztpon-tosságú lépésekkel a vivőfrekvenciás berendezés egyes csatornáinak virtuális vivőfrekvenciái állít-hatók be, a hét-számjegyes kijelzőn ez olvasható le. Az erre való ráállást a „raszt-lámpa” kigyulladásá jelzi.

A négy számjegyes kijelzőn az adott csatorna bel-sejében elhelyezkedő frekvencia jelenik meg. Ha az adott csatorna egyenes fekvésű, akkor (+) előjellel kell beállítani a kívánt frekvenciát, a fordított fekvésnek (-) előjel felel meg.

A felsorolt kijelzési módok a számkijelzők alatti nyomógombok segítségével választhatók meg.

Az **ET-100 T/A** generátor és az **ET-100 T/V** szintmérő frekvencia meghatározó oszcillátorai szinkron üzemben is használhatók. A mérési feladattól függően két szinkronizálási lehetőség van:

- A generátor oszcillátorai vezérlik a szintmérőt és a mérőfrekvencia a generátor frekvencia kijelzőiről olvasható le.
- A szintmérő vezérli a generátort, így a mérőfrekvencia a szintmérő frekvencia kijelzőiről olvasható le.

A kimenőjel szintjét egy különleges felépítésű $\varphi 1$ szintstabilizáló hurok tartja állandó értéken.

A kimenőszint 1 és 10 dB-es fokozatkapcsolóval lépésekben, vagy potenciométerrel folyamatosan hangolható. A potenciométer és az 1 dB-es szintosztó a szabályozókör referenciaszükségét változtatják a szükséges mértékben.

A 10 dB-es szintosztó a végerősítő utáni kimenő-transzformátorok leágazásait használja fel.

A generátor kimenőjele szükség esetén blokkolható egy erre a célra készült áramkörrel, mely exponenciális burkológörbével szabályozza le annak kimene-ti jelét és így káros zajokat okozó tranziensek nélkül szűnik meg a mérőjel. Ugyanez a helyzet vissza-kapcsoláskor is.

A PS jelű tápegység lehetővé teszi a műszer táplá-lását váltakozó áramú hálózatról.

Műszaki adatok

FREKVENCIA BEÁLLÍTÁS

Frekvenciatartomány	0,2...1620 kHz
Beállítható mérőfrekvencia	$f_m = f_1 + f_2$
Az f_1 durvahangoló frekvenciabeállítása	a) 0...1620 kHz folyama-tosan b) 0...1620 kHz 4 kHz-enként kvarcpontos-sággal rögzítve (rasz-tolva)

Az f_2 finomhangoló frekvenciabeállítása

- a) ± 4 kHz között folya-matosan
- b) 0 Hz-en rögzítve kvarcpontossággal

SZINKRON ÜZEMMÓD

A generátor és szintmérő között mindkét irányban lehetséges.

Szinkronizáló

frekvenciák:	$f_1 = 2460...4080$ kHz
	$f_2 = 60$ kHz ± 4 kHz
	$f_3 = 2280$ kHz

FREKVENCIAKIJELZÉS FÉLVEZETŐS SZÁMKIJELZŐVEL

$f_m = f_1 + f_2$ kijelzése egy közös csoportban frekvenciafelbontás

1, ill. 10 Hz

mintavételi idő 1, ill. 0,1 s

f_1 illetve f_2 kijelzése két külön számcsoporthat

f_1 számcsoporthat frekvencia-

felbontása 10 Hz

mintavételi

ideje 0,1 s

f_2 számcsoporthat frekvencia-

felbontása 1 Hz

mintavételi

ideje 0,1 s

kijelzése előjelhelyes

FREKVENCIABIZONYTALANSÁG

$f_1 + f_2$ közös kijelzés esetén

— 1 Hz-es felbontásnál $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz

— 10 Hz-es felbontásnál $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 10$ Hz

f_1 illetve f_2 külön kijelzése esetén

— f_1 számcsoporthat:

folyamatos frekven-

ciabeállítás esetén

$\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 10$ Hz

a frekvencia 4 kHz-

enkénti rögzítése ese-

— tén (rasztolva)

$\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz

— f_2 számcsoporthat

$\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz

Frekvenciaváltozás a há-

lózati feszültség +10...

— 15%-os változásánál $\pm 2 \cdot 10^{-7}$ Hz

Frekvenciaváltozás be-

melegedés után (f_1 rász-

tolva, f_2 folyamatos)

— bármely 15 percen

belül ≤ 1 Hz

— bármely 3 órán belül ≤ 5 Hz

KIMENŐSZINT BEÁLLÍTÁS

1 dB-es lépésekben —60 dB (dBm)...+10 dB (dBm)

Folyamatos szabályzás esetén

—2 dB...0 dB

Szintblokkolás esetén:

a jelszint csökkenése ≥ 60 dB

a jel csökkenése, ill.

növekedése

exponenciális burkoló

görbájű

a kimenő impedancia

nem változik

KIMENŐSZINT INGADOZÁSA

A frekvencia függvényében 0 dB-es szintnél

- T1 kimenőtranszformátorral 800 Hz-re vonatkoztatva 0,2...20 kHz között $\leq \pm 0,1$ dB
- T2 kimenőtranszformátorral 100 kHz-re vonatkoztatva 2...620 kHz között $\leq \pm 0,1$ dB
- 2...1620 kHz között $\leq \pm 0,2$ dB

Kimenőszint változása a hálózati tápfeszültség +10...-15%-os megváltoztatásának hatására $\leq \pm 0,1$ dB

Szintosztók hibája 0 dB-re vonatkoztatva, minden frekvencián $\leq \pm 0,1$ dB

A kimenőszint változása bemelegedés után:

- bármely 15 percen belül $\leq \pm 0,02$ dB
- bármely 3 órán belül $\leq \pm 0,05$ dB

SZINTMUTATÓ MŰSZER PONTOSSÁGA

0 dB kimenőszintnél 100 kHz-en a 0 dB-es skálaosztásnál $\leq \pm 0,1$ dB

A műszerskála hibája a 0 dB osztásra vonatkoztatva $\leq \pm 0,05$ dB

KIMENETI IMPEDANCIÁK

T1 kimenőtranszformátorral 0,2...20 kHz között ~ 0 ohm, 600 ohm

T2 kimenőtranszformátorral 2...1620 kHz között

- teljesítményszintes üzemmódban 75, 135, 150, 600 ohm
- feszültség szintes üzemmódban $\sim 0, 75, 135, 150$ ohm

KIMENETI IMPEDANCIÁK PONTOSSÁGA

Szimmetrikus kimenetnél 620 kHz-ig $\leq \pm 3\%$

Aszimmetrikus kimenetnél

- teljesítményszintes üzemmódban 1620 kHz-ig $\leq \pm 3\%$

- feszültség szintes üzemmódban 1 MHz-ig $\leq \pm 3\%$
- 1...1,6 MHz-ig $\leq \pm 5\%$

- 0 ohm esetén T1 kimenőtranszformátorral 0,2...20 kHz között $Z \leq 20$ ohm

T2 kimenőtranszformátorral 2...300 kHz $Z \leq 12$ ohm
300...800 kHz $Z \leq 15$ ohm
800...1620 kHz $Z \leq 20$ ohm

NONLINEÁRIS TORZÍTÁS

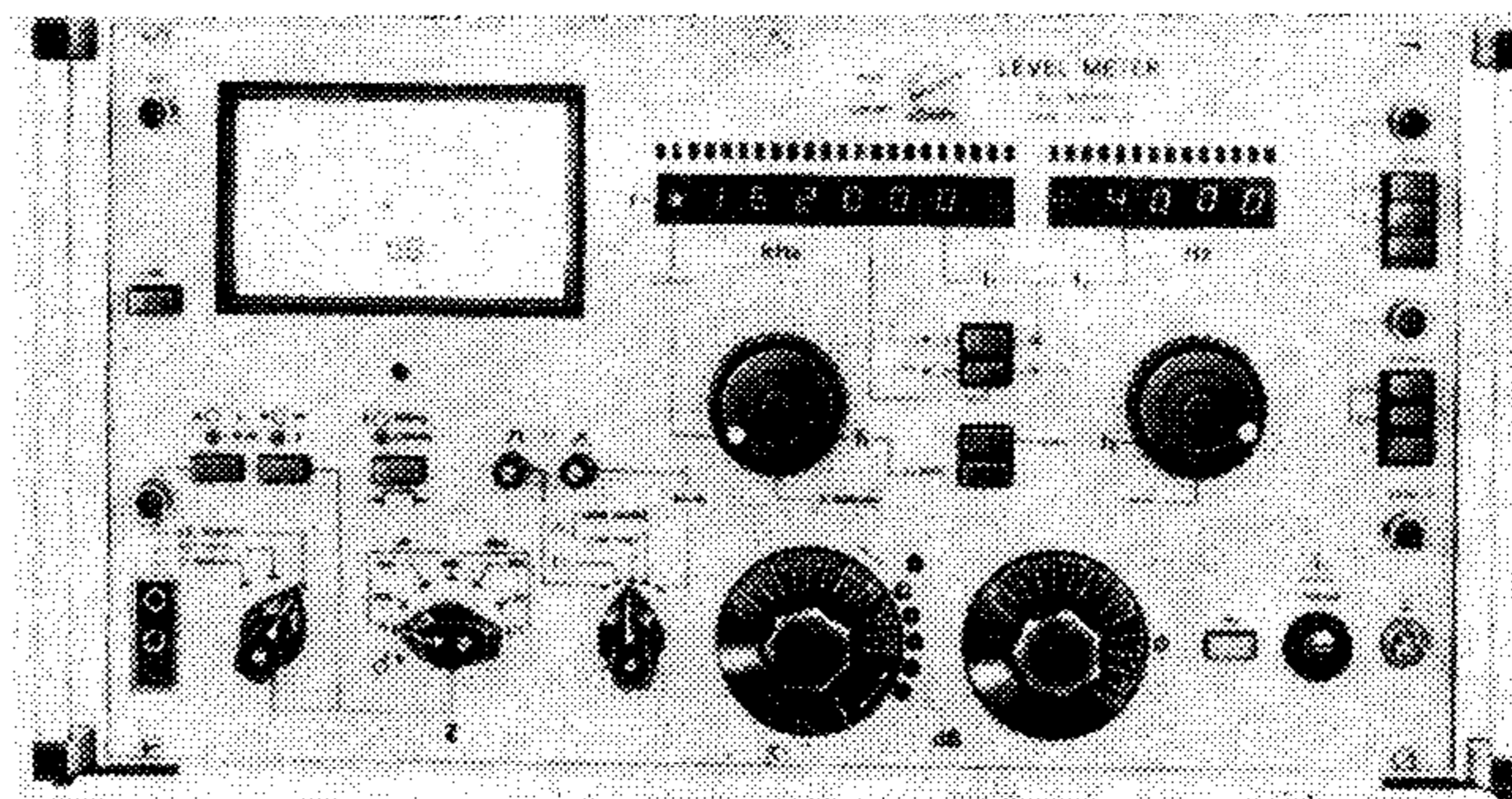
+10 dB-es osztóállásban

- (a2, a3) ≥ 46 dB
- 620...1620 kHz között (a2, a3) ≥ 50 dB
- 60...620 kHz között (a2, a3) ≥ 55 dB
- 2...60 kHz között (a2, a3) ≥ 50 dB
- 0,2...2 kHz között (k) $\leq 0,5\%$

TÁPLÁLÁS

Váltakozóáramú hálózatról 220 V, +10...-15%
50...60 Hz
Teljesítmény felvétel kb. 50 VA

ET—100T/V



3. ábra. Nagypontosságú átviteltechnikai szintmérő 1620 kHz-ig

Rendeltetés és felhasználási terület

Az ET—100 T/V típusú nagypontosságú átviteltechnikai szintmérő alkalmas szint-, csillapítás-, erősítésmérésre a 200 Hz...1620 kHz frekvenciatartományban. Ez a frekvenciasáv átfogja a 3, 12, 60, 120, illetve 300 csatornás vivőfrekvenciás rendszerek frekvenciatartományát.

A szintmérő kitűnik igen nagy szint- és frekvencia-stabilitásával, egyszerű kezelhetőségével. Az ET—100 T/V szintmérő az ET—100 T/A generátorral önálló mérőhelyet alkot.

A mérőhely kiegészíthető az ETM—100 Mérőmezővel, melyet csatlakoztatva egyszerűen és kényelmesen mérhető impedancia, szimmetriacsillapítás és reflexió 40 dB-ig.

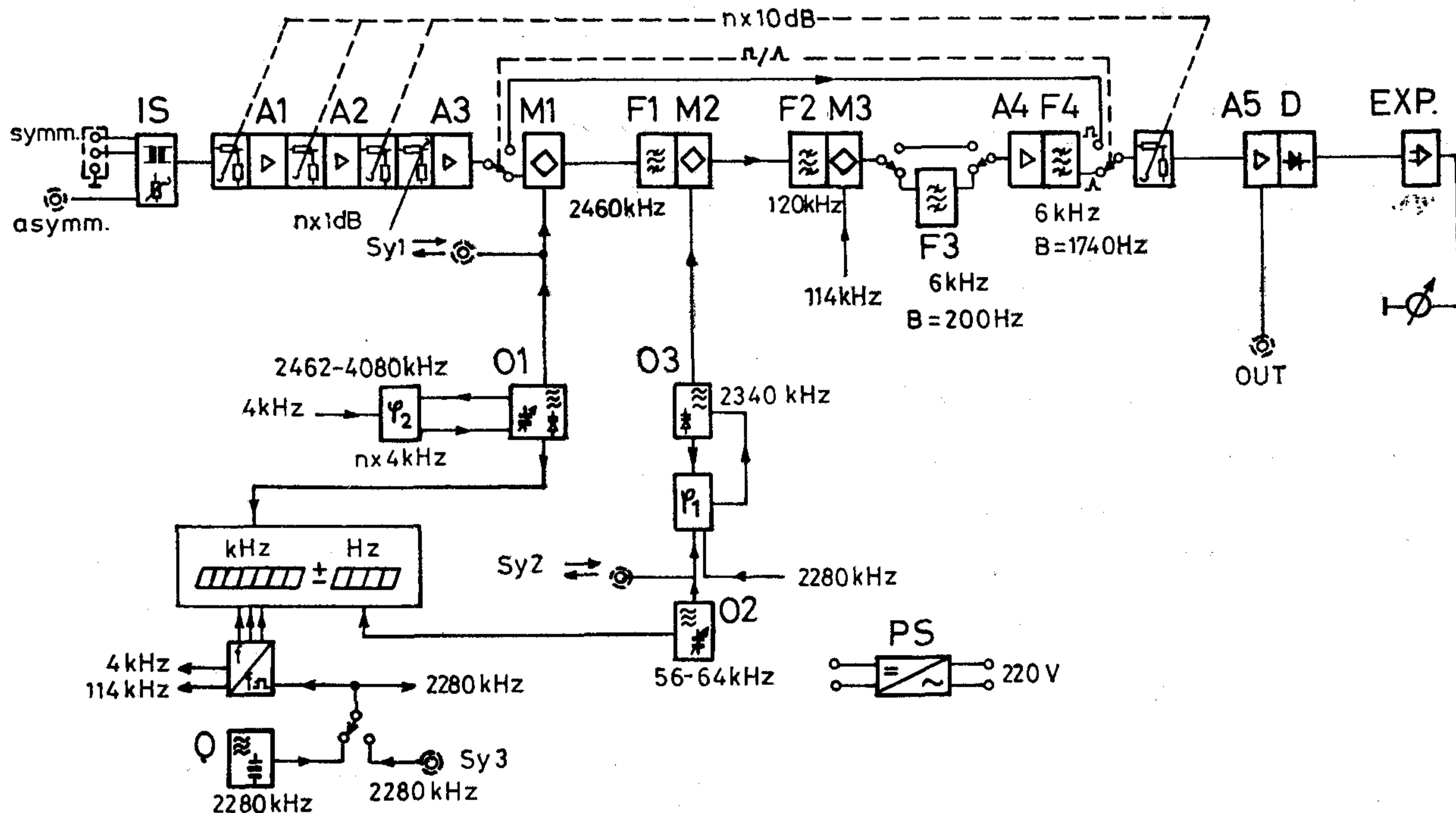
A szintmérő széles körű felhasználását fokozza a frekvenciaolvasást megkönnyítő számkijelző alkalmazása, a kvarcpontos 4 kHz-es frekvenciarasz-

tolás, a teljesítmény és feszültségintés üzemmódok, a szélessávú és szelektív szintmérés. Nagy előnye továbbá, hogy a szelektív üzemmódban két különféle sáv szélességű mérést tesz lehetővé.

A szintkiértékelést leegyszerűsítik az osztókapcsolónál jelző fényemittáló diódák. A szintmérő szintjének pontos beállítását teszi lehetővé a 10 dB-es szintosztó kapcsoló mellett egy 1 dB-es osztó kapcsoló beépítése.

Működési elv és felépítés

A szintmérő működési elvét a 4. sz. ábrán látható tömbvázlat szemlélteti:



4. ábra.

A szintmérő IS bemeneti áramkörei a szélessávú és szelektív méréseknél azonosak. A bemeneti kapcsolókra adott jel aszimmetrikus üzemmódban közvetlenül, szimmetrikus üzemmódban a bemeneti transzformátoron keresztül a 10 dB-es szintosztó fokozatkapcsolóra jut. Ezután következik az A1 kis torzítású és kis zajú előerősítő, majd a másik szintosztó és A2 erősítő. A pontos beállítás elősegítésére beépített 1 dB-es szintosztó után az A3 erősítőbe jut a jel. A szélessávú üzemben újabb szintosztó, majd az A5 szélessávú erősítő táplálja a D detektor áramkört.

A mért szint pontos leolvasását az EXP jelű skálayújtó áramkörrel, illetve zajszegény mérési lehetőséggel fokozták. A skálayújtó beiktatásával a kívánt ± 1 dB-es szinttartomány a teljes műszer-skála-ívre nyújtható ki. Így 0,01 dB-es szintkülönbségek is leolvashatók. Szelektív üzemmódban az A3 és A5 erősítők közé kapcsolódik be a háromszoros transzponálású szelektív rész.

Mint a tömbvázlatból is kitűnik, háromszori frek-

A beépített áramkörök segítségével a szintmutató műszer skálája nyújtható ± 1 dB tartományban, így a frekvencia karakterisztikák igen nagy pontosságú ellenőrzését teszi lehetővé.

A szintmérőben alkalmazott áramköri megoldások, valamint az áramkörökben felhasznált jó minőségű és nagy pontosságú alkatrészek eredményeképpen a műszer kiváló pontossági és stabilitási adatokkal rendelkezik.

vencia áttevéssel áll elő a szükséges szelektivitás. Az A3 erősítőt az első M1 modulátor követi, amely a mérendő jelet az O1 főoszillátorral (vagy szinkron üzemmódban külső szinkronizáló jellel) 2460 kHz-re keveri. Az F1 sávszűrőt követi az M2 modulátor, amely az O2, φ_1 és O3 oszcillátor rendszerrel 120 kHz-re kever. A 120 kHz-es F2 sávszűrőből a mérendő jel az M3 modulátorba jut, amely a 114 kHz kvarcpontos frekvenciával 6 kHz-re transzponál.

Szelektív méréseknél kétféle sáv szélességben lehet mérni:

- a nagyobb sáv szélességű F4 szűrő sáv szélessége ($a=3$ dB) 1,74 kHz. A sáv középtől ± 1750 Hz-el elhangolva a frekvenciát, több mint 46 dB-t csillapít. Ezzel a sáv szűrővel zajszintmérést lehet végezni a rendszer szabad csatornáiban.
- a kis sáv szélességű F3 ($a=3$ dB) szűrő sáv szélessége 200 Hz. A frekvenciát ± 200 Hz-el elhangolva a csillapítás >20 dB. 500 Hz-el elhangolva >60 dB. Az F3 szűrővel a frek-

venciaspektrum diszkrét frekvenciáinak szintje mérhető.

A jel a sávszűrőből az A4 erősítőbe kerül, majd további útja megegyezik a szélessávú üzemmellel.

A mérőfrekvencia két hangolószerrel segítségével állítható be:

- az O1 nagy frekvenciaátfogású főoszillátorral, amely 0–1620 kHz között hangolható folyamatosan vagy 4 kHz-es kvarepontoságú lépésekben. A 4 kHz-es lépések stabilitását a $\varphi 2$ frekvenciaraszt-áramkör biztosítja, amit termosztátba helyezett kvarcoszcillátor vezérel
- a kis frekvenciaátfogású interpoláló O2 oszcillátorral, amely 0 és ± 4 kHz között folyamatosan hangolható.

A frekvenciakijelzés digitálisan történik LED-es számkijelzőkkel. A mérési feladatnak megfelelően kétféle kijelzési mód közül lehet választani; amelyek megegyeznek az ET-100 T/A típusú generátornál leírtakkal.

Műszaki adatok

BEMENETEK

Szimmetrikus:

T1 bemenőtranszformátorral	0,2...20 kHz
T2 bemenőtranszformátorral	2...1620 kHz
Aszimmetrikus	0,2...1620 kHz

BEMENETI IMPEDANCIÁK

Szimmetrikus bemenetnél	
0,2...1620 kHz	75, 135, 150 ohm $\pm 5\%$
0,2...620 kHz	600 ohm $\pm 5\%$
Aszimmetrikus bemenetnél	
0,2...620 kHz között 100 kHz-re vonatkoztatva	$\leq \pm 0,1$ dB
0,2...1620 kHz között 100 kHz-re vonatkoztatva	$\leq \pm 0,15$ dB
Szintosztók hibája 0 dB-re vonatkoztatva	
0,2...620 kHz között	$\leq \pm 0,1$ dB
620...1620 kHz között	$\leq \pm 0,15$ dB

SZELEKTÍV SZINTMÉRÉS

Frekvenciatartomány	
— keskenysávú szűrővel	0,8...1620 kHz
— szélessávú szűrővel	2...1620 kHz

FREKVENCIA BEÁLLÍTÁS

Beállítható mérőfrekvencia $f_m = f_1 + f_2$

- Az f_1 durvahangoló frekvencia beállítása a) 0...1620 kHz folyamatosan

- b) 0...1620 kHz, 4 kHz-enként kvarepontos-sággal rögzítve (rasz-tolva)

- Az f_2 finomhangoló frekvencia beállítása a) ± 4 kHz között folyamatosan
- b) 0 Hz-en rögzítve kvarepontos-sággal

FREKVENCIA KIJELEZÉS

- félvezető számkijelzővel $f_m = f_1 + f_2$ kijelzése egy közös csoportban
- frekvencia felbontás 0,1 illetve 10 Hz
- mintavételi idő 1 illetve 0,1 sec
- f_1 illetve f_2 kijelzése két külön számcsoporthoz
- f_1 számcsoporthoz frekvencia felbontása 10 Hz mintavételi idő 0,1 s.
- f_2 számcsoporthoz frekvencia felbontása 1 Hz mintavételi idő 0,1 s. kijelzése előjelhelyes

SZÉLESSÁVÚ SZINTMÉRÉS

Frekvenciatartomány	0,2...1620 kHz
Érzékenységi fokozatok 1 dB-es lépésekben	-50 dB (-40 dBm)... +20 dB
Aszimmetrikus bemenetnél az érzékeny-ség további	
	10 dB-lel növelhető
Legkisebb leolvasható szint szimmetrikus bemenetnél	-70 dB (-60 dBm)
Legkisebb leolvasható szint aszimmetrikus bemenetnél	-80 dB (-70 dBm)

SZINTMÉRÉSI HIBA SZÉLESSÁVÚ MÉRÉSNÉL

0 dB-es szinten a 0 dB skálajelnél hitelesítés után, 100 kHz-en	$\leq \pm 0,1$ dB
Lineáris torzítás 0 dB szintnél	
— T1 bemenőtranszformátorral 0,2...20 kHz között 800 Hz-re vonatkoztatva	$\leq \pm 0,1$ dB
— T2 bemenőtranszformátorral 2...620 kHz között 100 kHz-re vonatkoztatva	$\leq \pm 0,1$ dB
2...1620 kHz között 100 kHz-re vonatkoztatva	$\leq \pm 0,15$ dB.

FREKVENCIA BIZONYTALANSÁG

- $f_1 + f_2$ közös kijelzés esetén
 - 1 Hz-es felbontásnál $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz
 - 10 Hz-es felbontásnál $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 10$ Hz
- f_1 illetve f_2 külön kijelzése esetén f_1 számcsoportnál
 - folyamatos frekvenciabeállítás esetén $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 10$ Hz
 - a frekvencia 4 kHz-enkénti rögzítése esetén (rasztolva) $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz
- f_2 számcsoportnál $\pm 1 \cdot 10^{-5} \pm 1$ Hz
- Frekvenciaváltozás a hálózati feszültség +10...-15%-os megváltozásának hatására $\pm 2 \cdot 10^{-7}$
- Frekvenciaváltozás bemelegedés után (f_1 rasztolva, f_2 folyamatos):
 - bármely 15 percen belül ≤ 1 Hz
 - bármely 3 órán belül ≤ 5 Hz

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY KISTORZÍTÁSÚ ÜZEMMÓDBAN

- Érzékenységi fokozatok 1 dB-es lépésekben -90 dB (-80 dBm)... $+20$ dB
- Aszimmetrikus bemenetnél az érzékenység további 10 dB-el növelhető
- Legkisebb leolvasható szint szimmetrikus bemenetnél kb. -110 dB (-100 dBm)
- Legkisebb leolvasható szint aszimmetrikus bemenetnél kb. -120 dB (-110 dBm)

SZINTMÉRÉSI TARTOMÁNY KISZAJÚ ÜZEMMÓDBAN

- Érzékenységi fokozatok 1 dB-es lépésekben -70 dB (-60 dBm)... $+20$ dB
- Aszimmetrikus bemenetnél az érzékenység további 10 dB-el növelhető
- Legkisebb leolvasható szint szimmetrikus bemenetnél -90 dB (-80 dBm)
- Legkisebb leolvasható szint aszimmetrikus bemenetnél -100 dB (-90 dBm)

SZELEKTIVITÁS

- Keskenysávú szűrő
 - áteresztő tartománya $\Delta a = 0,2$ dB
 $\Delta f = \pm 20$ Hz
 $\Delta a = 3$ dB
 $\Delta f = 200 \pm 30$ Hz
 - zárótartománya $\Delta f = \pm 150$ Hz
 $\Delta a = \sim 20$ dB
 $\Delta f \geq \pm 200$ Hz
 $\Delta a \geq 26$ dB
 $\Delta f \geq \pm 500$ Hz
 $\Delta a \geq 60$ dB
- Szélessávú szűrő
 - áteresztő tartománya $\Delta a = 1$ dB
 $\Delta f \sim 1600$ Hz
 $\Delta a = 3$ dB
 $\Delta f = 1740 \pm 40$ Hz
 - zárótartománya $\Delta f \geq \pm 1750$ Hz
 $\Delta a \geq 46$ dB
 $\Delta f \geq \pm 2000$ Hz
 $\Delta a \geq 70$ dB
- Tükörfrekvencia csillapítás az egész vételi frekvenciasávban ≥ 80 dB
- KF csillapítás 6 ill. 120 kHz-en ≥ 80 dB

SZINKRON ÜZEMMÓD

Generátor és szintmérő között mindkét irányban lehetséges

Szinkronizáló frekvenciák $f_1 = 2460 \dots 4080$ kHz
 $f_2 = 60 \pm 4$ kHz
 $f_3 = 2280$ kHz

MŰSZERSKÁLA PONTOSSÁGA

Az eltérés

- -5 dB-es osztásig $\leq \pm 0,1$ dB
- $-5 \dots -10$ dB $\leq \pm 0,2$ dB
- $-10 \dots -15$ dB $\leq \pm 0,4$ dB
- $-15 \dots -20$ dB $\leq \pm 0,5$ dB

A skálanyújtó használata esetén ± 1 dB tartományban $\leq \pm 0,03$ dB

ÖNTORZÍTÁS (a_2, a_3)

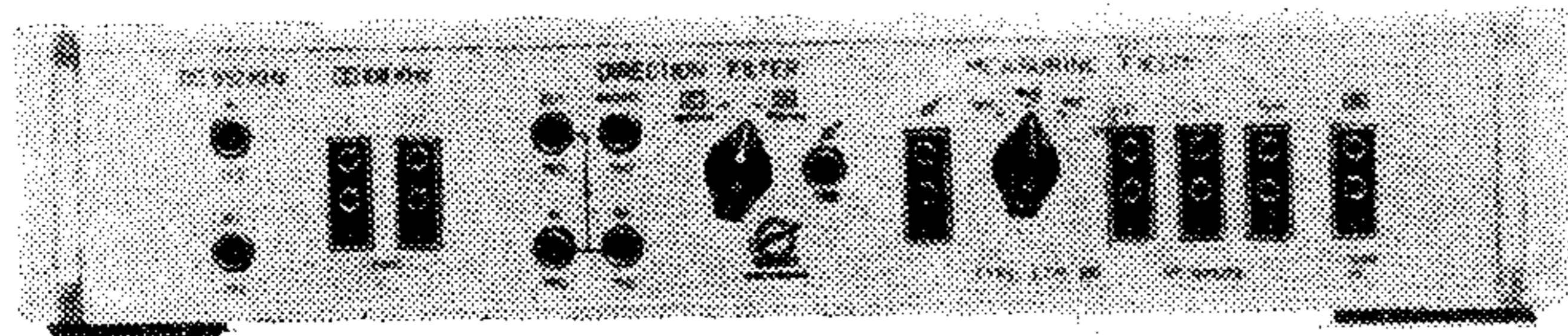
55 dB túlvezérlés esetén ≥ 75 dB

TÁPLÁLÁS

- Váltakozóáramú hálózatról 220 V, +10...-15%
50-60 Hz
- Teljesítmény felvétel kb. 50 VA

Az ET-100 T/V nagy pontosságú átviteltechnikai szintmérő mechanikai felépítését az egyszerűség, stabilitás, könnyű áttekinthetőség jellemzi.

ETM—100



5. ábra. Mérőmező és szűrőkészlet

Rendeltetés és felhasználási terület

Az ETM—100 típusú mérőmező alkalmazása a 300-csatornás távbeszélő berendezések laboratóriumi, üzembehelyezési és fenntartási méréseinél indokolt. Segítségével az alaps csoport, a szekunder csoport átviteli mérései egyszerűen és egyértelműen végezhetők. Intermodulációs mérésekhez szűrőváltó van a mérőmezőben, valamint egy egyszerű ellenállásos összegző áramkör két bemenettel és egy kimenettel. Más része a mérőmezőnek impedanciamérésre, szimmetria és reflexióhibacsillapítás-mérésre alkalmas ET—100 T/A típusú generátor és az ET—100 T/V típusú szintmérő csatlakoztatásával.

Működési elv és felépítés

Az ETM—100 típusú Mérőmező négy önálló egységre bontható. Ezt szemlélteti a 6. sz. ábra. Az 1.

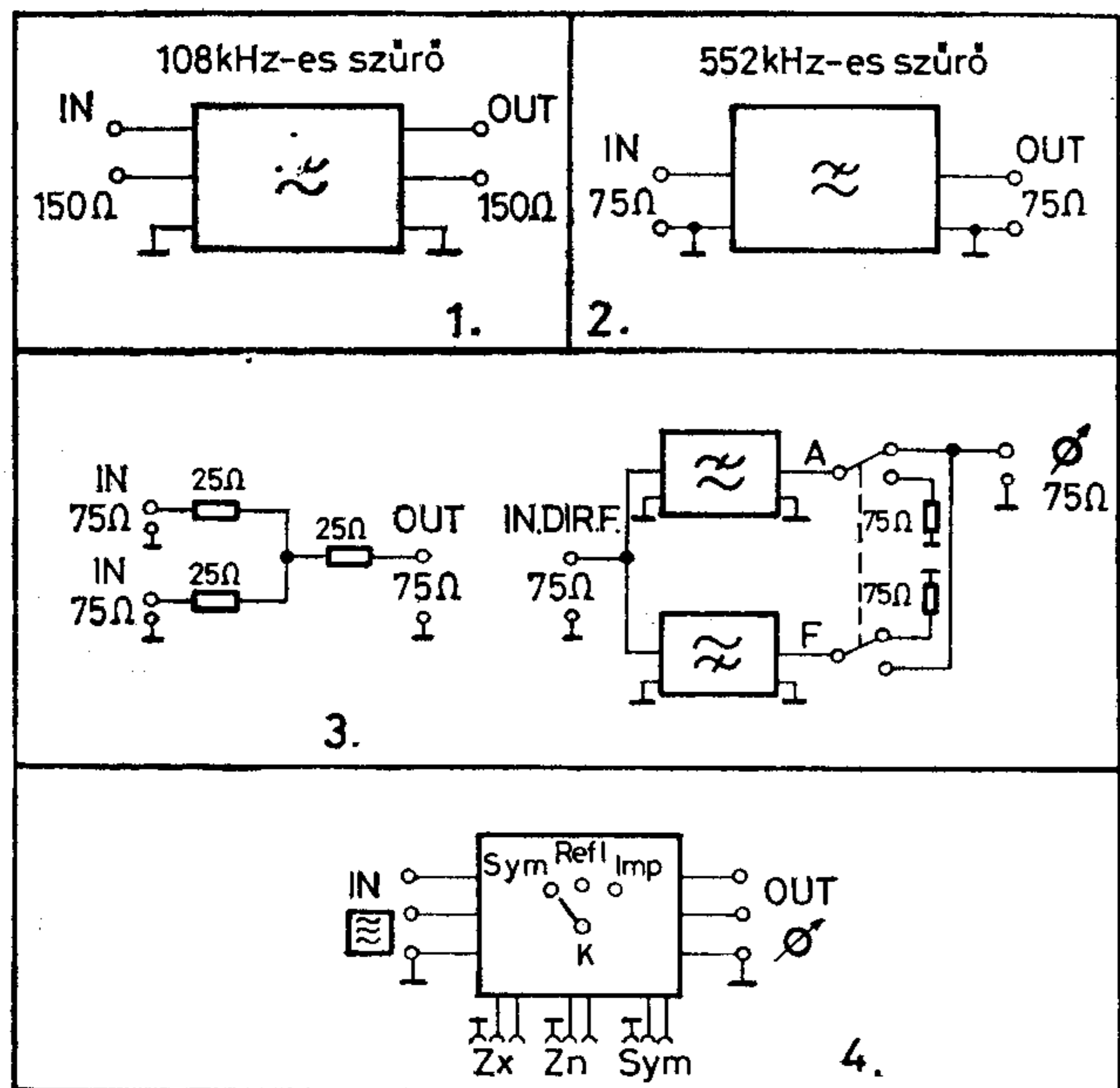
végezhetők, mivel a szintmérő szélessávú üzemmódban alkalmazható.

A 2. számú egység szintén aluláteresztő szűrőt tartalmaz.

Feladata és működése a szekunder-csoport méréseinél azonos, mint az 1. számú egységé volt. Áteresztő tartományában 312–552 kHz közötti mérések végezhetők. Felépítése aszimmetrikus, hullámellenállása 75 ohm.

A 3. számú egység ellenállásos összegezője intermodulációs torzításmérésnél a szükséges két generátor jelét egyesíti, kimenetével a berendezés bemenetéhez kell csatlakozni. Mindkét bemenete és a kimenet is 75 ohm, aszimmetrikus. Szűrőváltó szolgál a mérés kiértékelésére. Bemenetével a berendezés megfelelő kimeneti pontjaihoz kell csatlakozni, kimenetével pedig a szintmérő bemenetéhez. Kapcsolóval választhatóan vagy az aluláteresztő ágon keresztül mérünk, ekkor a viszonyítási szintet kapjuk; vagy a feluláteresztő ágon keresztül az intermodulációs termék szintje mérhető. Be- és kimenete egyaránt 75 ohm hullámellenállású, aszimmetrikus.

A 4. számú egység segítségével impedanciamérések végezhetők valamint szimmetria és reflexióhibacsillapítás-mérés. Bemeneti kapcsaihoz az ET—100 T/A típusú generátorral +10 dB szinten, szimmetrikus 600 ohm impedancián csatlakozunk, kimeneti csatlakozójához az ET—100 T/V típusú szintmérő azonos jelű csatlakozóját kötjük szimmetrikus árnyékolt mérőkábel segítségével.



6. ábra.

számú egység aluláteresztő szűrőt tartalmaz. Felépítése szimmetrikus, hullámellenállása 150 ohm. Áteresztő tartományán keresztül az alaps csoport átviteli mérései végezhetők 60–108 kHz között. Zárótartománya az alaps csoport vivőfrekvenciáit tartja távol, így az átviteli mérések egyszerűbben

Műszaki adatok

L—108 TÍPUSÚ SZŰRŐ

Lezáró ellenállások	150 ohm, szimmetrikus
Bemeneti szint	≤ -20 dB
Alapszillapítás	
$f_0 = 84$ kHz-en	$a_0 \leq 0,5$ dB
Csillapításingadozás az áteresztő tartományban (60–108 kHz)	$(a - a_0) \leq 0,2$ dB
Reflexiós csillapítás az áteresztő tartományban (60–108 kHz)	$a_r \geq 24$ dB
Zárócsillapítás 420–612 kHz között	$a_z \geq 26$ dB

L—552 TÍPUSÚ SZŰRŐ

Lezáró ellenállások	75 ohm, aszimmetrikus
Bemeneti szint	≤ -20 dB
Alapszillapítás	
$f_0 = 412$ kHz-en	$a_0 \leq 0,5$ dB
Csillapításingadozás az áteresztő tartományban (312–552 kHz)	$(a - a_0) \leq 0,3$ dB
Reflexiós csillapítás az áteresztő tartományban (312–552 kHz)	$a_r \geq 24$ dB

Zárócsillapítás a 612—
—4500 kHz sávban $a_z \geq 26$ dB

A fenti értékek a +5...
...+45 °C környezeti hő-
mérsékleti tartományban
érvényesek.

A szűrő alapsillapítás
változása f_0 -án a terhe-
lésnek -40 és -20 dB
változása esetén közötti $\leq 0,1$ dB

VÁLTÓSZŰRŐ

Lezáró ellenállások 75 ohm, aszimmetrikus

Reflexiócsillapítás ≥ 24 dB

Bemeneti szint ≤ -20 dB

Aluláteresztő ág alapsil-
lapítás

10...700 kHz között ≤ 1 dB

700...800 kHz között $\leq 1,5$ dB

zárócsillapítás

950...1600 kHz között ≥ 50 dB

Felüláteresztő ág

alapsillapítás

950...1050 kHz között $\leq 1,5$ dB

1050...1600 kHz között ≤ 1 dB

zárócsillapítás

10...800 kHz között ≥ 50 dB

IMPEDANCIAMÉRÉS

Frekvenciatartomány

szélessávú üzemmódban 0,3...1620 kHz

szelektív üzemmódban 4...1620 kHz

Mérési tartomány 60...3000 ohm

Mérési pontosság $\leq \pm 10\%$

SZIMMETRIA- ÉS REFLEXIÓMÉRÉS

Frekvenciatartomány

szélessávú üzemmódban 0,3...1620 kHz

szelektív üzemmódban 4...1620 kHz

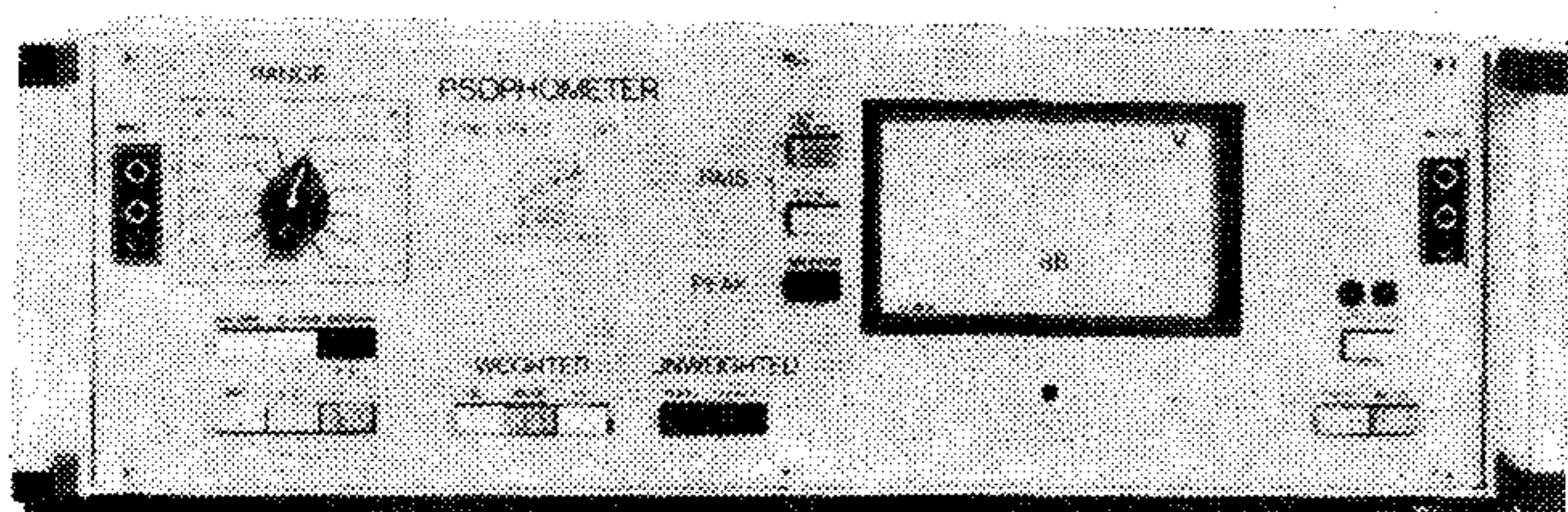
Impedanciahatárok 50...1200 ohm

Saját hiba ≥ 60 dB

Mérhető legnagyobb szim-
metria, ill. reflexióérték 40 dB

Mérési pontosság $\leq \pm 1$ dB

EPS—73



7. ábra. Psophométer

Rendeltetés és felhasználási terület

Az EPS—73 psophométer a távbeszélő és rádió műsor átviteli vonalak súlyozott és súlyozatlan zajfeszültségeinek mérésére szolgál. A műszer a zajfeszültségek effektív értékét vagy quasiszcúcsfeszültségét méri. Súlyozatlan mérésnél az átviteli sáv, az üzemmód kapcsoló állásától függően 15 Hz-től 20 kHz-ig, vagy 300 Hz-től 20 kHz-ig terjed. Az egyértelmű és összehasonlítható eredményű mérés érdekében a frekvenciasáv 20 kHz felett lehatárolt. A 15 Hz-től 20 kHz-ig terjedő átviteli sávban jelentkező zajfeszültségek és hálózati zavarfeszültségek, illetve az esetleges 16 2/3 Hz-es vasúti hálózathoz tartozó zavarfeszültségek együttesen mérhetők. A 300 Hz-től 20 kHz-ig terjedő átviteli sáv alsó határfrekvenciája alatt a sáv élesen határolt és így a zajfeszültségek a hálózati zavarfeszültségektől elválasztva is mérhetők. Súlyozott mérésnél a műszer a mért zaj frekvencia-komponenseit az üzemmód kapcsoló állásától függően az alábbiak szerint súlyozza:

1. Súlyozás a távbeszélő-vonalakra előírt CCITT 1968. Mar del Plata Vol. V. P. ajánlása szerint.
2. Súlyozás a műsorátviteli vonalakra előírt CCITT 1968. Mar del Plata Vol. V. P. 53 ajánlása szerint.
3. Súlyozás a műszerhez kapcsolható szűrő karakterisztikája szerint.

A külső szűrő alapsillapítása a beépített szabályozóval széles határok között kiegyenlíthető. Az alapsillapítás egyszerű beállítása érdekében a műszer egy beépített nagystabilitású oszcillátorral rendelkezik, amely hitelesítésre is felhasználható.

Működési elv és felépítés

Működési elvét a 8. sz. ábra szemlélteti. A műszer két egyenirányítóval rendelkezik, amely az egyik egy lineáris skálájú nagypontosságú négyzetes egyenirányító, a másik egy nagy dinamikátartományú quasi-csúcsegyenirányító. A psophométer kis zajú mérőerősítőként is használható. Maximális erősítése 90 dB, az erősítés a méréshatár kapcsolóval 10 dB-es lépésekben szabályozható.

A psophométer áramkörei, az előerősítőben alkalmazott kis zajú tranzisztor kivételével kizárólag integrált áramkörökből épültek, ami különlegesen nagy megbízhatóságot, stabilitást és pontosságot biztosít.

Műszaki adatok

Frekvenciatartomány 15 Hz...20 kHz

Végkitérési feszültség-
tartomány

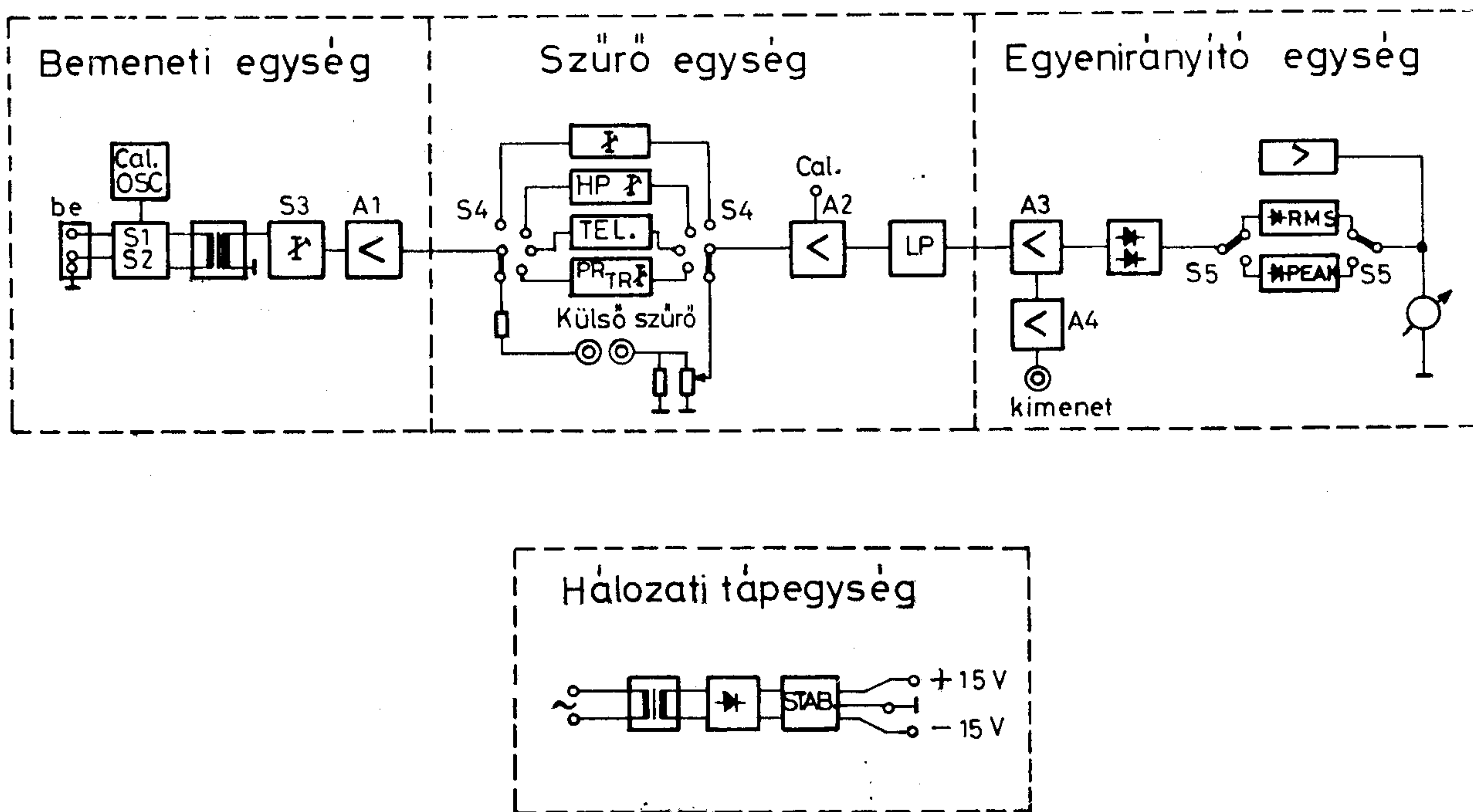
12 fokozatban 30 μ V-tól
10 V-ig (-90 dB...+20 dB)

Legkisebb leolvasható
feszültség

kb. 5 μ V

Mérési hibák:

A kalibráló oszcillátor
szintstabilitása $\pm 20\%$
hálózati feszültség inga-



8. ábra.

dozásra $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ -tól
 $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ hőmérséklettar-
 tományban $\leq \pm 2\%$

A méréshatár kapcsoló
 hibája:
 A 0 dB-es tartományhoz
 viszonyítva $\leq \pm 1\%$

Hőmérsékletfüggés a
 $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$... $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ tarto-
 mányban $\leq \pm 500 \cdot 10^6 / \text{K}$

Eredő mérési hiba 800,
 illetve 100 Hz-en, kalib-
 rálás után $\leq \pm 3\%$

A frekvenciamenet inga-
 dozása 800, illetve 1000
 Hz-hez képest:

„FLAT I.” állásban
 15 Hz...20 kHz-ig $\leq \pm 0,5\text{ dB}$

Csillapítás 22,5 kHz-nél $\leq 3\text{ dB}$
 30 kHz fölött $\geq 30\text{ dB}$

„FLAT II.” állásban
 300 Hz...20 kHz-ig $\leq \pm 0,5\text{ dB}$

Csillapítás 22,5 kHz-nél kb. 3 dB
 30 kHz fölött $\geq 30\text{ dB}$

100 Hz alatt $\geq 20\text{ dB}$

50 Hz alatt $\geq 40\text{ dB}$

„TELEPHONE” állás-
 ban

16 2/3 Hz...6 kHz-ig CCITT 1968 ajánlása
 szerint

„PROGR. TRANSM.” ál-
 lásban 20 Hz...20 kHz-ig CCITT 1968 ajánlása
 szerint

„EXT. FILTER” állás-
 ban

15 Hz...20 kHz-ig külső szűrővel meghatá-
 rozható érték

Egyenirányító:

Effektívérték egyenirá-
 nyító:

Karakterisztika: Lineáris skálájú négyzetes
 egyenirányító

Az effektívérték hibája $\leq \pm 0,5\text{ dB}$

Az egyenirányító túlve-
 zérlési határa 14 dB

A Deprez műszer fellen-
 dülési ideje kb. 200 ms CCITT 1968
 szerint, vagy 1 sec

„QUASI-CSÚCSÉRTÉK”
 egyenirányító DIN 45 405 szerint

Integrálási idő 50%-os ki-
 téréshez kb. 10 ms

Integrálási idő 80%-os ki-
 téréshez kb. 200 ms

Az egyenirányító túlve-
 zérlési határa +30 dB

Bemeneti impedancia 600 ohm $\pm 5\%$ vagy
 $\geq 10\text{ kohm}$ vagy
 $\geq 100\text{ kohm}$ (Érzékeny-
 ség 40 dB-el kisebb)

Bemeneti szimmetria CCITT 1968 szerint

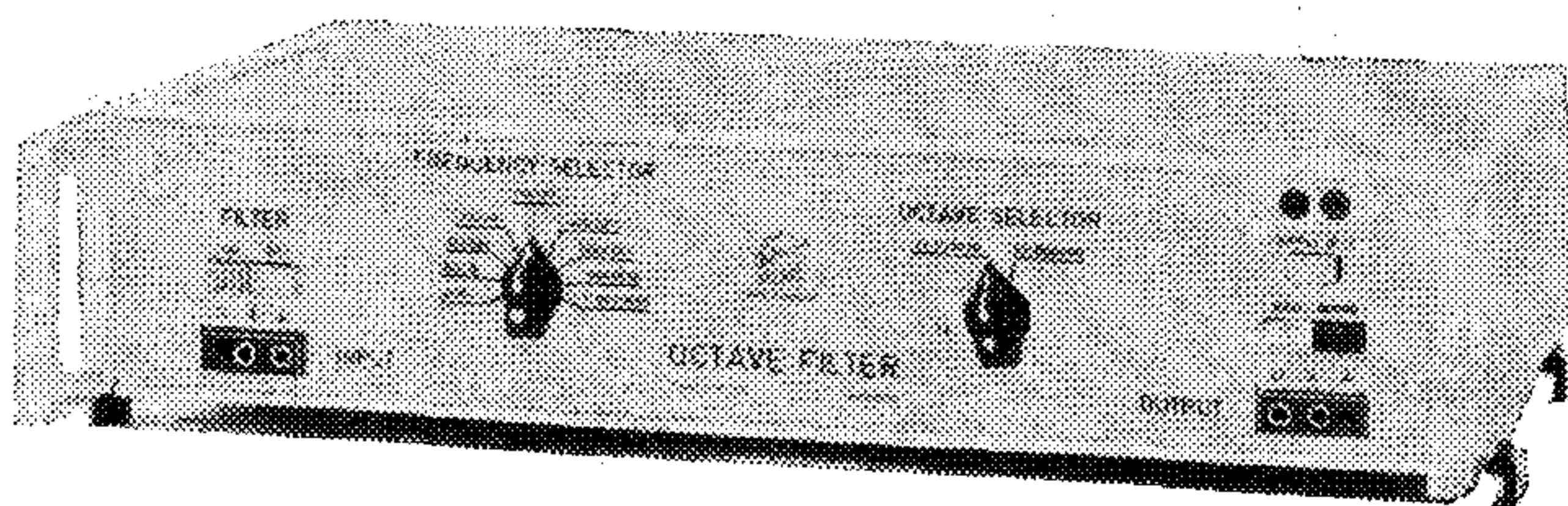
Mérőerősítő üzem:

Erősítés: $90 \pm 0,5\text{ dB}$ vagy
 $80 \pm 0,5\text{ dB}$

Kimeneti ellenállás kb. 0 ohm

Megengedhető terhelő ellenállás	≥ 600 ohm
Szintíró csatlakozó 2 kohm-os szintíróhoz	0–1 mA
Üzemi hőmérséklettartomány	–10 °C...+50 °C
Külső mágneses terek elleni védelem	CCITT 1968 szerint
Hálózati feszültségcsatlakozás	110, 127, 220 V $\pm 20\%$ 50–60 Hz

EOF–73



9. ábra. Oktávszűrő

Felhasználási terület

Az EOF–73 típusú oktávszűrő kisfrekvenciás tartományban

- harmonikusok szűrésére
- zajspektrum eloszlás mérésre
- akusztikus mérésekre és
- akusztikai zajok mérésére alkalmas műszer

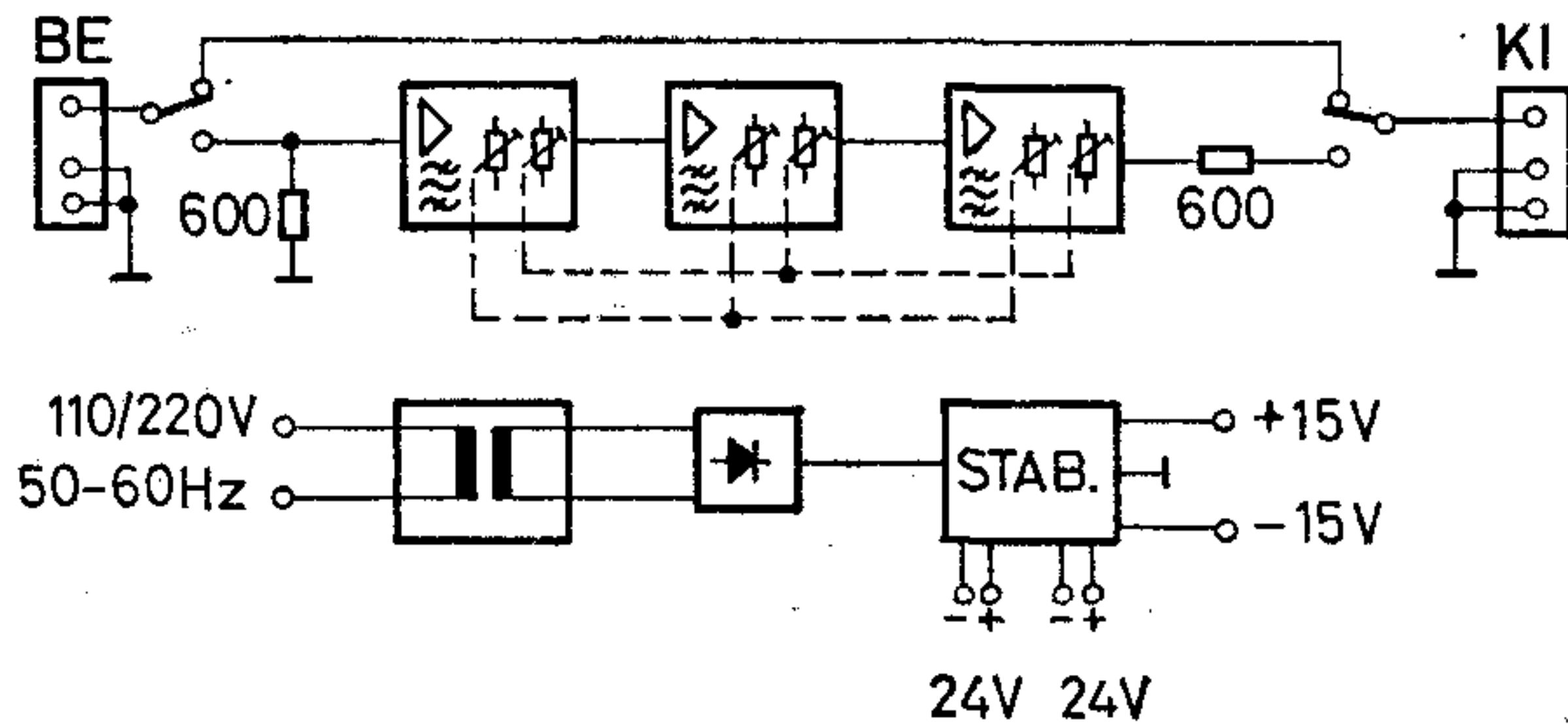
Önállóan vagy a zajmérésekre kifejlesztett EPS–73 típusú psophométerrel együtt alkalmazható.

Feladata: az egy oktávnyi frekvencia tartományba eső jelek nagy szelektivitással való kiszűrése.

Működési elv

Az oktávszűrő blokkdiagramját a 10. sz. ábra mutatja.

Az oktávszűrő kilenc oktáv átfogású, féloktáv lépésekben átkapcsolható aktív, integrált áramkörös



10. ábra.

RC-sávszűrőt tartalmaz. Be- és kimeneti oldalon egyaránt 600 ohm-ra illesztett.

A sávszűrő három alaptagból áll, amelyek együttesen a DIN–45651 szabvány szerinti szűrőkarakterisztikát biztosítják.

A szűrőtagok oktávonkénti átkapcsolása ellenállások, míg a féloktáv váltás kondenzátorok átkapcsolásával történik.

Műszaki adatok

Frekvenciatartomány	31,5...22 400 Hz
Szűrő középfrekvencia	
átváltás	1/2 és 1 oktáv
Kimeneti zajfeszültség	
45–63 Hz állásban	$\leq 100 \mu\text{V}$
90–125 Hz állásban	$\leq 60 \mu\text{V}$
250–16000 Hz állásban	$\leq 30 \mu\text{V}$
Harmonikus torzítás	≥ -70 dB
Megengedett be- és kimeneti feszültség (szinusz jellel)	$\leq 3,5 V_{\text{eff}}$
Hullámellenállás	600 Ohm $\pm 5\%$
Táplálás	hálózatról 110, 220 V 50–60 Hz telepről 2×24 V, külső telep

Lennert László

Az ismertetett berendezéseket szövetkezetünk gyártja és forgalmazza. Műszaki és kereskedelmi ügyekben Kereskedelmi Osztályunk ad felvilágosítást. (Telefon: 427-190)



ELEKTRONIKA
Átviteltechnikai Szövetkezet
1072 BUDAPEST, Klauzál u. 30.

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE
Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG	ORION	TERTA
Laczkó Endre	Jakubik Béla	Bánsághi Pál
Bernhardt Richárd	Baracs Sándor	Baján Tibor
Eisler Péter	Csernoch János	Benedek Elek
Dr. Gosztony Géza	Froemel Károly	Egerszegi Béla
Honti Ottó	Sass Károly	Hutter Mihály
Klug Miklós	Szabó Károly	
Tölgyesi László		

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVII. évfolyam 1981 9. szám

Légköri abszorpciós csillapítás és annak figyelembevétele mikrohullámú hálózatok tervezésénél

CSERNOCH JÁNOS
ORION

1. CSILLAPÍTÁSFADING FORRÁSAI

1.1. A légkör fizikai és kémiai összetétele (1)

A föld helyenként szilárd és helyenként cseppfolyós tömegét időben változó tulajdonságú légkör veszi körül, mely általában gáz halmazállapotú anyagból áll. A nehézségi erőter következtében a földünket körülvevő légkör, a legalsóbb rétegeit tekintve, teljes mértékben együtt forog a földdel. A szilárd, illetve a cseppfolyós halmazállapotú földet körülvevő 20 km vastagságú gömbhéj a földi légkör tömegének közelítőleg 9/10 részét tartalmazza.

A légkör függőleges irányban több egymástól viszonylag jól megkülönböztethető rétegre osztható, mivel a magasság növekedésével a légkör fizikai tulajdonságai változnak, és egy-egy réteg többé-kevésbé meteorológiai szempontból azonos fizikai tulajdonságokkal jellemezhető. Sokféle felosztás ismeretes, ezek azonban elég jól fedik egymást. Az alábbiakban mi csak a Tverszkoy féle felosztást mutatjuk be (1.1/1 táblázat).

1.1/1 táblázat

Réteg	Alsó és felső határának átlagos magassága (km)	Átmeneti réteg	Alsó és felső határának átlagos magassága (km)
Troposzféra	0...10	Tropopausa	10...11
Sztratoszféra	11...50	Sztratopausa	50...55
Mezoszféra	55...80	Mezopausa	80...85
Termoszféra	85...500	Termopausa	—
Exoszféra	500...3000		

A közölt táblázattal kapcsolatban megjegyezzük, hogy az egyes rétegek között éles határvonalat húzni nem lehet.

Nem részletezzük tovább a Tverszkoy féle felosztást, de azt azonban meg kell említeni, hogy a troposzférát még három részre: alsó, középső és felső részre szokták bontani. A 40—80 km közé eső réteget ozonoszférának nevezik ózonképződési tulajdonsá-

gai miatt. Az ionoszférának egyes rétegei a mezo és egyes rétegei viszont a termoszférába esnek.

A légkör kémiai összetételét az alábbi táblázat mutatja (1.1/2 táblázat).

1.1/2 táblázat

Komponens	Térfogatszázalék	Tömegszázalék
N ₂	78,088	75,527
O ₂	20,949	23,143
A	0,93	1,282
CO ₂	0,03	0,0456
Ne	1,8·10 ⁻³	1,25·10 ⁻³
He	5,24·10 ⁻⁴	7,24·10 ⁻⁵
CH ₄	1,4·10 ⁻⁴	7,75·10 ⁻⁵
Kr	1,14·10 ⁻⁴	3,30·10 ⁻⁴
NO	5,0·10 ⁻⁵	7,6·10 ⁻⁵
X	8,6·10 ⁻⁶	3,9·10 ⁻⁵
H ₂	5,0·10 ⁻⁵	3,48·10 ⁻⁶

A közölt táblázattal kapcsolatban megjegyezzük, hogy a CO₂ mennyisége térben és időben változhat. A századforduló óta százalékos aránya a többi alkotórészhez viszonyítva kissé növekszik.

A következőkben sorra vesszük a levegő egyes alkotórészeinek a tulajdonságait.

1.2. A levegő kémiai összetételének vizsgálata a hullámterjedés szempontjából (2) (6) (10)

A levegő vizsgálatánál mi főleg azokat a tulajdonságokat tartjuk szem előtt, melyek az elektromágneses energia abszorpciójának és szóródásának okai lehetnek. Nem célja természetesen a következő fejezeteknek a levegő alkotórészeinek kémiai tárgyalása. A hullámterjedést befolyásoló tényezők főleg fizikai, illetve molekuláris fizikai természetűek, ezért részünkre a komponensek lényegében csak fizikai tulajdonságai érdekesek. A következőkben tételen megvizsgáljuk az egyes számottevő alkotórészek fizikai tulajdonságait. A levegő nedvességtartalmának fizikai hatásával külön fejezetben foglalkozunk.

1.2.1. Száraz levegő

Nitrogén (N_2)

Kétatomos molekulájú gáz. Magas disszociációhője miatt (168,37 Kcal/mol) stabil molekulákból áll és igen nehéz disszociálni. Az N_2 molekula elektron-szerkezete a következő:



A mikrohullámú frekvenciatartományban 300 GHz-ig rezonanciavonallal nem rendelkeznek. Állandó elektromos és mágneses dipólus momentuma nincsen. Tehát az elektromágneses térre 300 GHz-ig nem érzékeny. (Rezonancia abszorpció.) A légköri abszorpcióban ennél fogva semmilyen szerepet nem játszik.

Oxigén (O_2)

Az oxigén szintén kétatomos molekulákból álló gáz. Az oxigén molekula felépítését eredetileg kettős kötéssel magyarázták.



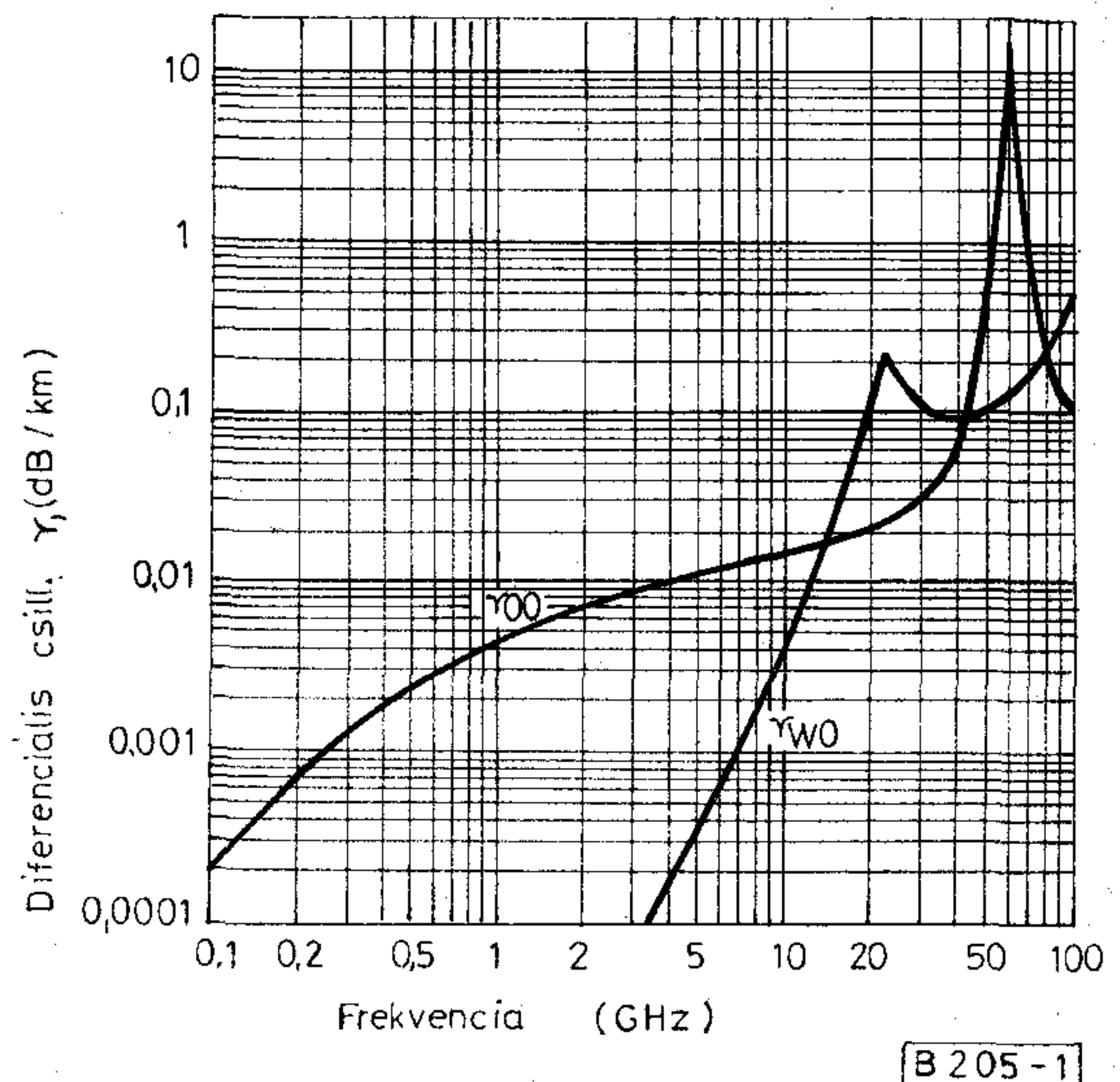
A tapasztalat tanúsága szerint ez azonban csak az első gerjesztett állapotnak felel meg. Az alapállapotban levő molekula, mely 22,4 Kcal-val stabilabb, mint az első gerjesztett állapot, két háromszoros kötést tartalmaz.

Az O_2 molekulának jelentékeny mágneses momentuma van, mert jóllehet, páros számú elektront tartalmaz ugyan, de a két vegyérték elektron spinmomentuma egymással párhuzamos és egyirányú. A mágneses momentum következtében az oxigén molekula 54 és 66 GHz között több elnyelési vonallal rendelkezik. Az oxigén molekuláknak más molekulákkal és egymás közötti ütközései következtében a 60 GHz köré csoportosult spektrumvonalak elég széles sávot foglalnak el. Az alsó nyúlványai a 2...13 GHz-es frekvenciatartományba is belenyúlnak. A rezonancia abszorpción kívül az oxigén folytonos csillapításkarakterisztikával is rendelkezik. Ez az abszorpció a 2 GHz és 13 GHz között közel lineárisan nő a frekvenciával. Az oxigén csillapítását ebben a frekvenciatartományban jó közelítéssel a következő képlet fejezi ki (tapasztalat szerint).

$$\gamma_0 [\text{dB/km}] = 0,00534 \text{ dB} + \frac{0,00274}{11} \{f[\text{GHz}] - \}$$

f a frekvencia GHz-ben.

60 GHz felett az oxigén, ill. a száraz levegő csillapítása a frekvencia növekedésével csökken. Az utóbbi körülmény miatt az antennák és a síktükrök modellmérésére a 70...100 GHz-es frekvenciatartományt használják. Az oxigénnek még egy rezonanciavonala van 120 GHz környékén. A rezonancia ezen a frekvencián igen éles az oxigén maximális csillapítása itt kb. 2,6 dB/km. Az oxigén, ill. a száraz levegő kilométerenkénti csillapítását (γ_∞) az 1. ábra mutatja be. (CCIR Rep. 233-3. Influence of the non ionised



1. ábra. Az oxigén és a vízgőz csillapítása a frekvencia függvényében. Abszcissa: frekvencia (GHz); Ordináta: km-enkénti csillapítás (db/km)

atmosphere on wave propagation.) A bemutatott grafikonon $p_0=760$ Hgmm száraz levegő nyomás és $t=20$ °C hőmérséklet mellett érvényes. Az előbbi grafikonon közölt értékek kvantummechanikai számítások eredménye. A számítások mérésekkel is igazolhatók. A mérések alapján a mért rezonanciagörbe a rezonanciafrekvencia közvetlen környezetében valamivel szélesebb a számítottnál.

Argon (Ar)

Ismert nemesgáz. Legalacsonyabb nem detektálható, rezonanciavonala 9,46 GHz-en van. Más molekulákkal történő ütközések révén a szóbanforgó rezonanciagörbe viszonylag elég széles. Az argon igen kis százalékban fordul elő a levegőben (0,93%), rezonanciavonalai ennél fogva már nem jelentősek. A száraz levegő csillapítására befolyást nem gyakorol.

Széndioxid (CO_2)

Egyenes és szimmetrikus felépítésű molekulával rendelkezik. Elektromos dipólus momentuma nincsen. Ennek következménye, hogy elnyelési vonalai csak az infravörös hullámhossztartományban vannak. A levegőben való csekély előfordulása következtében (0,03%) az abszorpció hatása ugyancsak nem jelentős.

Nyomgázok

A levegő, mint ismeretes, igen csekély százalékban tartalmaz még további gázokat is, mint pl. Ne, He, CH_4 , Kr, No. Gyakorlatilag ezeknek sincsen jelentőségük a csillapítás szempontjából.

1.2.2. A levegő nedvességtartalmának hatása

A víznek (H_2O) a folyadékok között viszonylag igen nagy a dielektromos állandója. Ez okozza, hogy a benne elegyedett elektrolitok erősen disszociálnak.

A nagy oldóképessége tulajdonképpen ezzel magyarázható. A molekulájának elektromos dipólus nyomatéka $m_v=1,87$ debye. A hullámterjedés szempontjából a döntő, hogy a vízmolekula a dipólusmomentuma következtében az elektromágneses tér elektromos térerősségére igen érzékenyen reagál.

A vízmolekula, mely mint ismeretes nem szimmetrikus felépítésű, egy nagy oxigénatomból és két protonból áll. Kötésmódja inkább kovalensnek mondható, mint ionos kötésnek.

A molekula felépítését az 1.2.2/1 ábra szemlélteti. A molekula szóbanforgó felépítését az infravörös abszorpciós spektruma bizonyítja. Eszerint a vízmolekula gömb alakú sugara $1,35 \text{ \AA}^{\circ}$ ($1 \text{ \AA}^{\circ}=10^{-10} \text{ m}$), és ennek közepén van az oxigénion magja. A protonok ettől csak $1,013 \text{ \AA}^{\circ}$ távolságra helyezkednek el, tehát tulajdonképpen még elmerülnek az oxigénatom kibővített elektronburkában. (A két proton távolsága egymástól $1,63 \text{ \AA}^{\circ}$.)

Gőzállapotban a víz majdnem kizárólag egyszerű molekulákból áll. A folyadék állapotban (vagy cseppállapotban) a dipólusok vonzása következtében asszociációk lehetségesek. Erre Eötvös Loránd mutatott rá felületi feszültség vizsgálatainak nyomán. (Eötvös szabály $\alpha V^{3/2} = KE/T_K - T$.)

Az asszociáció folytán többszörös $(\text{H}_2\text{O})_n$ vízmolekulák keletkeznek, de általában csak egy átlag asszociációfokot lehet csak meghatározni.

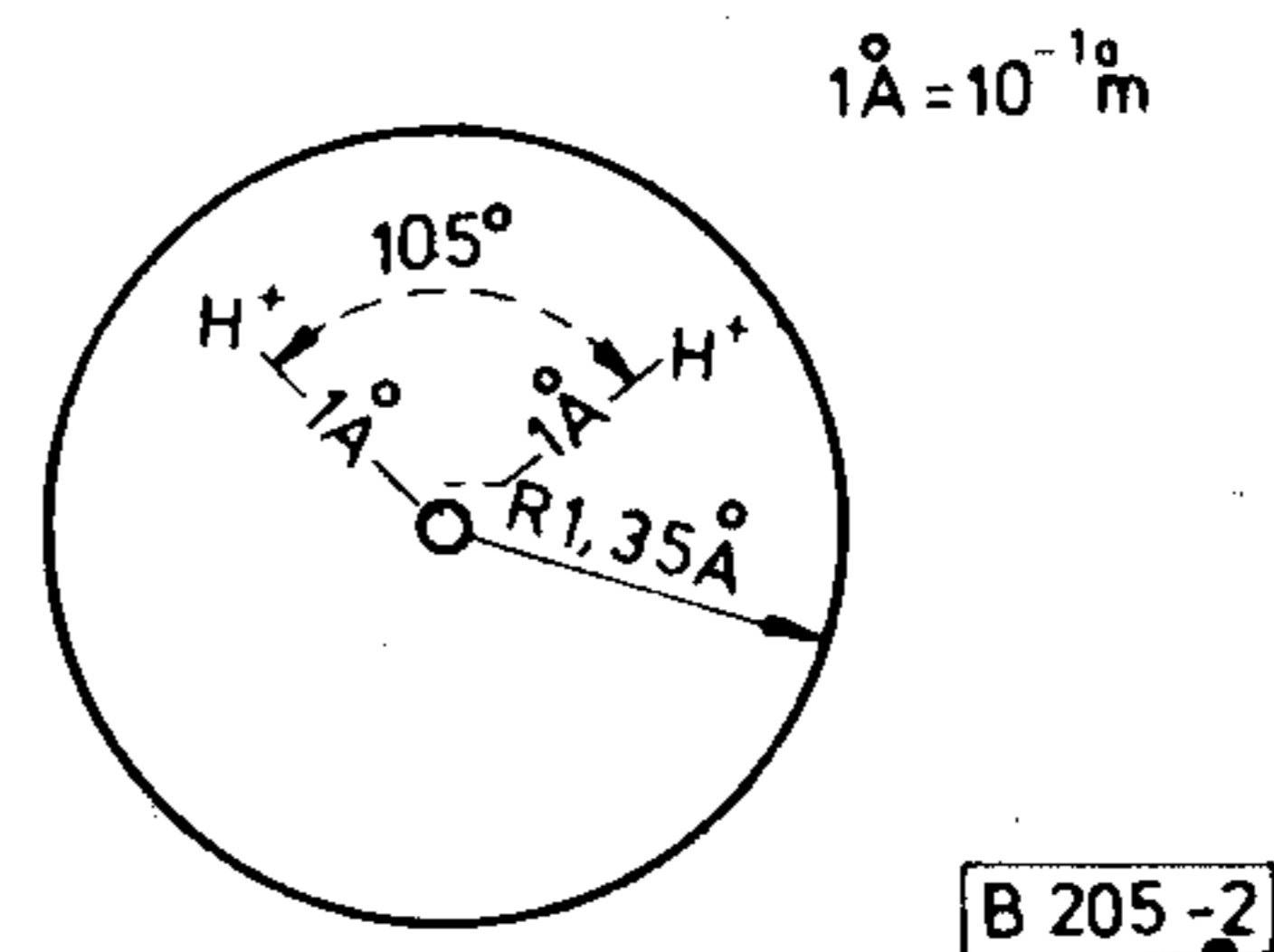
Az asszociált molekulák eredő elektromos dipólusmomentuma ($0,63$ debye) kisebb, mint egy vízmolekula dipólus nyomatéka. Tehát a vízcseppnek már merőben más a dielektromos viselkedése, mint az átlátszó vízgőznek.

A vízgőz és a vízcsepp már számottevő elnyelést okoz a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományban. Mivel az elnyelés mechanizmusa és jellege attól függően más és más, hogy vízgőzről vagy vízcseppről van-e szó, érdemes a vízgőz és a vízcseppek hatását egymástól kissé elkülönítve tárgyalni.

1.2.2.1. Vízgőz

A vízgőz hasonlóan nyeli el az elektromágneses hullámokat, mint az oxigén. A különbség abban áll, hogy a vízmolekula elektromos dipólusmomentuma révén (már viszonylag kis koncentrációban is) az oxigén rezonanciafrekvenciájánál lényegében alacsonyabb frekvenciákon a $18 \dots 40$ GHz-es frekvenciatartományban okoz számottevő abszorpciót. A rezonanciagörbe matematikai alakja kvantummechanikai számítással vezethető le. Ennek alapján az abszorpció maximuma az SHF tartományban 22 GHz-en adódik. Az elméleti abszorpciógörbe a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományban valamivel kisebb csillapítást eredményezett, mint a gyakorlatban mért csillapítás. Az eltérés feltehető oka abban rejlik, hogy egyrészt a vízmolekuláknak egymással és más molekulákkal való ütközése révén a rezonancia görbe kiszélesedik, másrészt viszont a 40 GHz feletti az EHF ($30 \dots 300$ GHz) tartományba eső rezonanciáknak a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományba eső alsó nyúlványai már nem elhanyagolhatók.

A 2. ábrán megadjuk a γ_{w0} km-kénti csillapítás értéket 10 gr/m^3 vízgőz koncentráció esetén $p_0 =$



2. ábra. Vízmolekula felépítése

760 Hgmm száraz légköri nyomás és $t=20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ hőmérséklet mellett a frekvencia függvényében.

A 10 gr/m^3 vízgőz tartalomtól eltérő koncentrációk esetén a jelenlegi irodalom és tudományos kutatási eredmények alapján sokszor csak becslésekkel élhetünk.

10 gr/m^3 -nél kisebb koncentrációk esetén a Lambert—Beer féle törvényt alkalmazva a vízgőz csillapítása jó közelítéssel lineárisan változik a koncentrációval.

$$\gamma_{w0}(c) = \gamma_{w0}(10) \frac{c}{10} [\text{dB/km}] \dots 1, 2, 2, 1, 1)$$

Itt c a vízgőz koncentrációja gr/m^3 -ben

$\gamma_{w0}(10)$ a vízgőz csillapítása a frekvencia függvényében 10 gr/m^3 vízgőz koncentráció mellett.

10 gr/m^3 -nél nagyobb koncentrációk esetén a vízgőz csillapítása nem változik egészen lineárisan a vízgőz koncentrációval. Tehát a vízgőz koncentráció megduplázódása esetén a csillapításnak valamivel több mint a megduplázódásával lehet számolni. Ennek az az oka, hogy a koncentráció növekedése ugyan megtöbbszörözi a vízmolekulák számát, de az így gyakoribbá váló ütközések a rezonancia görbe bizonyos fokú kiszélesedését is okozhatják. A nagyobb arányú növekedést ez magyarázza.

Az alábbi táblázat segítséget nyújt a vízgőz által okozott csillapítás becslésére 10 gr/m^3 -nél nagyobb koncentráció esetén.

Vízgőzkoncentráció (gr/m^3)	Csillapítás max. értéke (dB/km)
10	$\gamma_{w0}(10)$
20	$2,5 \gamma_{w0}(10)$
40	$12,5 \gamma_{w0}(10)$

A közbülső pontokon a vonaltervezési gyakorlatnak elég pontosságot nyújt, ha lineáris interpolációt alkalmazunk. Ennél nagyobb pontosság igénye esetén sajnos további kutatás végzése szükséges.

Végezetül meg kell említeni, hogy a föld és a hírközlési műholdbolygó közötti tér oxigénjétől és a vízgőzétől származó csillapítást is meghatározták. Eszerint a föld és a műhold közötti csillapítást (one way attenuation)

$$A_0 = \int_0^{h_0} [\gamma_0(h) + \gamma_w(h)] dh$$

integrál kifejezés adja meg.

- Itt $\gamma_0(h)$ az oxigén km-enkénti csillapítása h magasságban dB/km-ben;
 $\gamma_w(h)$ a vízgőz km-enkénti csillapítása h magasságban dB/km-ben;
 h_0 a műbolygó távolsága a föld felszínétől km-ben.

A tapasztalat szerint a fenti kifejezés a következő alakban is írható

$$A_0 = 4\gamma_{00} + 2\gamma_{w0}$$

- ahol: γ_{00} az oxigén km-enkénti csillapítása föld felszínén dB/km-ben;
 γ_{w0} a vízgőz km-enkénti csillapítása föld felszínén dB/km-ben.

A következő táblázat összefoglalja a levegő legfontosabb termodinamikai adatait, amely a vízgőz csillapításának számításánál szükség lehet.

Hőmérséklet (°C)	Telített vízgőz		Levegő sűrűsége (d _{REV} kg/m ³)
	parciális nyomása p/kp (cm ³)	nyomása p/N (cm ³)	
0	0,006 228	0,061 076	4,847
5	0,008 891	0,087 191	6,793
10	0,012 513	0,122 711	9,398
15	0,017 377	0,170 410	12,82
20	0,023 83	0,233 692	17,29
25	0,032 29	0,316 657	23,04
30	0,04325	0,424 138	30,37
35	0,057 33	0,562 215	39,62
40	0,075 20	0,737 460	51,15

1.2.2.1. Vízcseppek

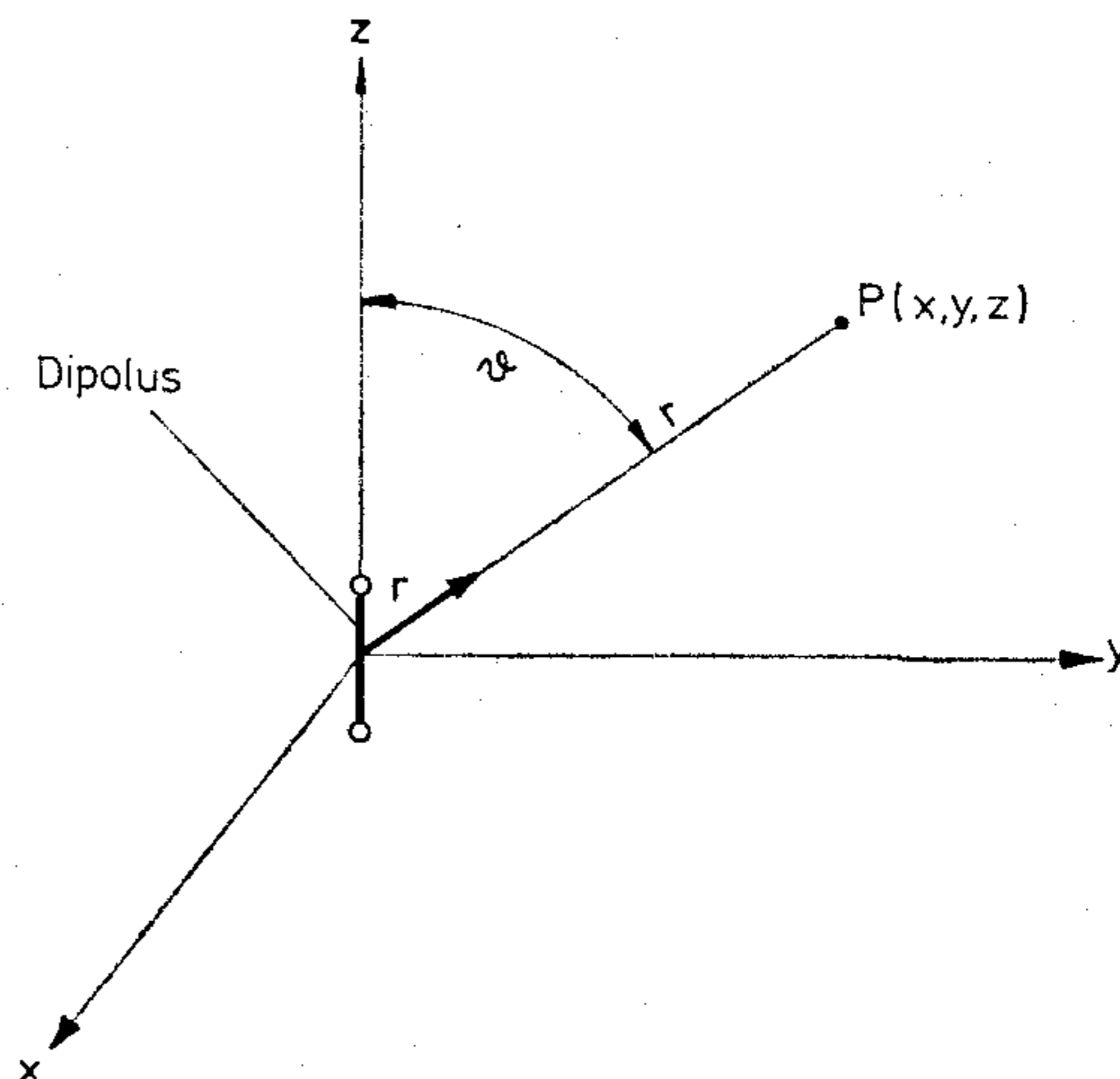
A vízcseppek szórás és abszorpció révén okoznak csillapítást. Mivel a vízcseppek nagysága a 2...13 GHz-es frekvenciatartományban sokkal kisebb, mint a kisugárzott hullámhossz, a Raleigh-féle szóródás lép fel.

Az elektromágneses hullámok Raleigh-féle szóródása a difrakció jelenség egy esete nagyszámú olyan részecske esetén, ahol a részecskék (vízcseppek) mérete elhanyagolható a hullámhosszhoz viszonyítva. A jelenség először a fizikai optika területén vált ismeretessé. (A vörös fény kevésbé szóródik, mint a kék.) Lényege az, hogy az elektromágneses hullámok hatására az előbb nevezett részecskék Hertz féle dipólusokká válnak, és mivel ezen indukált rezgések fázisszinkronizációban vannak egymással, az elektromágneses tér szabályszerű szóródása lehetséges.

A téma fontosságára való tekintettel a teljesség igénye nélkül érdemes röviden a jelenség kvantitatív oldalára is néhány pillantást vetni.

Egy kiragadott dipólust a sok közül helyezzünk el egy térbeli derékszögű koordináta-rendszer középpontjába úgy, hogy a tengelye a koordináta-rendszer z tengelyével essék egybe. Ennek az indukált dipólusnak a szórt tere az irodalomból ismert. Számításával itt nem foglalkozunk.

A beeső síkhullám irányát (Poynting-vektor) a térbeli Descartes-koordináta-rendszer y tengelyének pozitív irányába képzeljük el, továbbá az elektromos térerősség feltételezésünk szerint az xz síkban rezeg (3. ábra).



B 205-3

3. ábra. Dipólus elhelyezése a koordináta-rendszerben

A beeső síkhullám egyes térkomponensei a következők:

$$\begin{aligned} E_x &= 0 & H_x &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} E_0 e^{j(\omega t - \beta y)} \\ E_y &= 0 & H_y &= 0 \\ E_z &= E_0 e^{j(\omega t - \beta y)} & H_z &= 0 \end{aligned}$$

Itt E_0 a beeső elektromos tér amplitúdója,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \text{ a fázistényező,}$$

$\lambda_0 \equiv$ a vákuumban mért szabadtéri hullámhossz,

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ a szabadter sugárzási impedanciája.}$$

A „ z ” tengely irányába eső p dipólusmomentum szórt mágneses térerőssége levegőben

$$\bar{H} = -\omega^2 \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{4\pi} \cdot \frac{1}{r} [\bar{p} \times \bar{r}^0] \dots \dots 1, 2, 2, 1, 1.)$$

A szórt elektromos térerősség levegőben

$$\bar{E} = -\omega^2 \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{1}{r} \{[\bar{p} \times \bar{r}^0] \times \bar{r}^0\} \dots \dots 1, 2, 2, 1, 2.)$$

A képletekben

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}} \text{ a fény terjedési sebessége vákuumban,}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}},$$

$r =$ annak a pontnak a távolsága a koordináta-rendszer kezdőpontjától, ahol a teret vizsgáljuk,

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}},$$

$\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia ($f = \text{frekvencia}$),

$\vec{r}^0 = \text{az } r \text{ irányába eső egységvektor,}$

$\vec{p} = \vec{p}_0 e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$ a retardált dipólusmomentum.

A szórt tér komplex Poynting-vektora (\vec{S}_s) valós mennyiség és az \vec{r}^0 egységvektor irányába mutat.

$$\vec{S}_s = \frac{1}{2} [\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{\mu_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{2(4\pi)^2} \omega^4 \frac{|\vec{p}|^2}{r^2} \sin^2 \vartheta,$$

$$\vec{r}^0 \dots, \dots 1, 2, 2, 1, 3.)$$

A ϑ a z tengely és az r közötti szög.

A szórt teljesítménysűrűség a frekvencia negyedik hatványával növekszik. Igen fontos körülmény az, mivel a képletben a $\sin \vartheta$ négyzete szerepel, a szóródás ugyanolyan erős előre, mint hátra.

A szórt teljesítményt 1 m^3 -re vonatkoztatva a szóbanforgó Poynting vektor zárt felületre történő integrálásával kapjuk meg. (Feltételezzük, hogy az 1 m^3 -ben levő cseppek száma n .)

$$P_s = n \iint \vec{S}_s \cdot d\vec{A} = \frac{n}{2} \frac{1}{(4\pi)^2} \mu_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \omega^4 |\vec{p}_0|^2 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi.$$

Az integrálás minden nehézség nélkül elvégezhető. Az eredmény

$$\int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta = \frac{4}{3}.$$

Az 1 m^3 térfogat szórt teljesítménye ennél fogva a következő:

$$P_s = \frac{n}{6} (2\pi)^3 \mu_0^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{p}_0|^2 f^4 \dots, \dots 1, 2, 2, 1, 4.)$$

Az összefüggésből következik, hogy a szórt teljesítmény egyenesen arányos az 1 m^3 -ben levő esőcseppek számával a frekvencia negyedik hatványával és az esőcsepp dipólusmomentuma abszolút értékének a négyzetével. (Tehát az esőcsepp átmérőjének a négyzetével, ill. az esőcsepp keresztmetszetével.)

A víz polarizációja (1 m^3 -ben levő dipólusmomentum)

$$\vec{p} = \epsilon_0 \kappa_e \vec{E}_0 = \frac{L_1 \left(\alpha + \frac{1}{3} \frac{\text{m}^2}{\text{KT}} \right) \vec{E}_0}{1 - L_1 \left(\alpha + \frac{1}{3} \frac{\text{m}^2}{\text{KT}} \right) \frac{1}{3\epsilon_0}}$$

A vízcsepp dipólusmomentumának abszolút értéke

$$p_0 = V_{cs} P = V_{cs} \epsilon_0 \kappa_e E_0 \dots 1, 2, 2, 1, 5.)$$

Itt $L_1 = \frac{d}{M_v} N_{kg}$ az 1 m^3 -ben levő molekulák száma,

$$N_{kg} = 6,02296 \cdot 10^{26} \frac{1}{\text{kgmol}} \text{ a kgmol-súlynyi}$$

mennyiségben levő molekulák száma,

$$M_v = 18,01534 \text{ kg a víz kg-mol-súlya,}$$

$$d = 10^3 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \text{ a víz sűrűsége,}$$

$$V_{cs} = \text{az esőcsepp térfogata,}$$

$$m = 2,1433 \cdot 10^{-30} \text{ Cbm} = 0,643 \text{ debye a víz- molekula elektromos dipólusmomentuma} \quad (4),$$

$$\alpha = 3,970 \cdot 10^{-40} \frac{\text{Cbm}^2}{\text{V}} \text{ eltolódási polarizálhatóság,}$$

$$k = 1,38044 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{°K}} \text{ Boltzmann állandó,}$$

$T = \text{abszolút hőmérséklet,}$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}},$$

$\kappa_e = \text{a víz elektromos szuszceptibilitása.}$

A vízcsepp dipólusmolekulájának abszolút értékét a szórt teljesítmény képletébe behelyettesítve kapjuk, hogy

$$P_s = \frac{1}{3} (2\pi)^3 \mu_0^2 (nV_{cs}^2) (\epsilon_0^2 \kappa_e^2) f^4 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2 = K_{sz} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2.$$

A haladó teljesítmény

$$P_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2.$$

1 m^3 -es kocka szórt teljesítménye

$$P_s = k_{sz} P.$$

A teljesítményvesztés a Δy hosszúságú szakaszon

$$\Delta P = -k_{sz} \cdot P \cdot \Delta y.$$

Ennek alapján a következő differenciálegyenlet írható fel

$$\frac{dP}{dy} = -k_{sz} P.$$

A differenciálegyenlet $y=0$ $P=P_0$ határfeltételek segítségével megoldható.

A megoldás

$$P = P_0 e^{-k_{sz} y}.$$

A szórás következtében létrejövő csillapítás dB-ben

$$A_{sz} = 10 \log \frac{P}{P_0} = -k_{sz} y \cdot 10 \log e =$$

$$= -4,34 \cdot k_{sz} \cdot y \text{ [dB]} \dots 1, 2, 2, 1, 6.)$$

Eddig az MKS mértérendszerrel használtuk. A csapadék intenzitás esetében azonban át kell térnünk a $\frac{\text{m}^3}{\text{sec}}$ -ről a mm/sec -ra. Az átszámítás

$$I \left[\frac{\text{m}^3}{\text{sec}} \right] = I \left[\frac{\text{mm}}{\text{sec}} \right] \frac{10^{-3}}{3600}$$

képlet segítségével történik.

Az esőcseppet egyszerűség kedvéért gömbnek tekezzük fel. Az esőcsepp sugara és az esőcsepp sebessége közötti összefüggés tekintetében a GUNN és KINZER féle tapasztalati összefüggést fogadjuk el (1). Ennek alapján pl. az

$$r_e = 200 \mu$$

nagyságú esőcseppsugarhoz

$$v = 1 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$$

sebesség tartozik.

Az esőcsepp térfogata ennek megfelelően

$$V_{cs} = \frac{4r e^3 \pi}{3} = 3,35 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3.$$

A csillapítást mi most $y = 1$ km hosszú távolságon számítjuk ki.

Ennek megfelelően a csillapítást a frekvencia és az eső paraméterek függvényében a

$$A_{sz} \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right] = -k_{sz} y \cdot 10 \log e =$$

$$= -6,8597 \cdot f^4 \frac{I \left[\frac{\text{mm}}{\text{n}} \right]}{v \left[\frac{\text{m}}{\text{sec}} \right]} V_{cs} \text{ m}^3,$$

$$A_{sz} \frac{\text{dB}}{\text{km}} = -6,8597 \cdot f^4 F(V_{cs})$$

képletek segítségével lehet kiszámítani. $F(V_{cs})$ függvényt esőtényezőnek nevezzük.

Néhány számszerű érték a következő

$$f = 3 \text{ GHz} \quad A_{sz} = 2,3 \cdot 10^{-2} \text{ dB/km}$$

$$f = 13 \text{ GHz} \quad A_{sz} = 1,96 \cdot 10^{-1} \text{ dB/km}$$

A közölt adatok kissé eltérnek a gyakorlatban mért értékektől. Az eltérés oka főleg abban van, hogy az eső alkalmával az esőcseppek nem azonos mértékűek, hanem bizonyos eloszlást mutatnak. A képletekben figyelembe kell venni az esőcseppek eloszlásfüggvényét.

Ha az esőcsepp térfogatának valószínűségi sűrűség függvénye

$$f(V_{cs}).$$

Akkor az esőcsepp térfogatának várható értéke

$$\bar{V}_{cs} = \int_0^{V_{cs}} V_{cs} f(V_{cs}) dV_{cs}.$$

Ennek megfelelően a módosított esőtényező

$$f(V_{cs}) = \frac{I \frac{\text{mm}}{\text{n}}}{\bar{V} \frac{\text{m}}{\text{sec}}} \bar{V}_{cs}.$$

A képletben a \bar{V} átlagsebesség az esőcsepp térfogatának várható értékéhez rendelt sebesség GUNN és KINZER szerint (1). A hullám depolarizációjával itt most nem foglalkozunk.

A víz abszorpciója következtében előálló dB-ben kifejezett csillapítás (rezonanciától távol 2...13 MHz-es tartományban) a frekvenciával egyenesen arányos képletben

$$\gamma_{w0} = 4,3429 \cdot K_T \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_r}}{c} \text{tg } \delta_E \cdot 10^3.$$

Itt $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia,

ϵ_r = a víz relatív dielektromos állandója,

$\text{tg } \delta_E$ = a víz elektromos veszteségi tényezője,

$e = 2,7182818$,

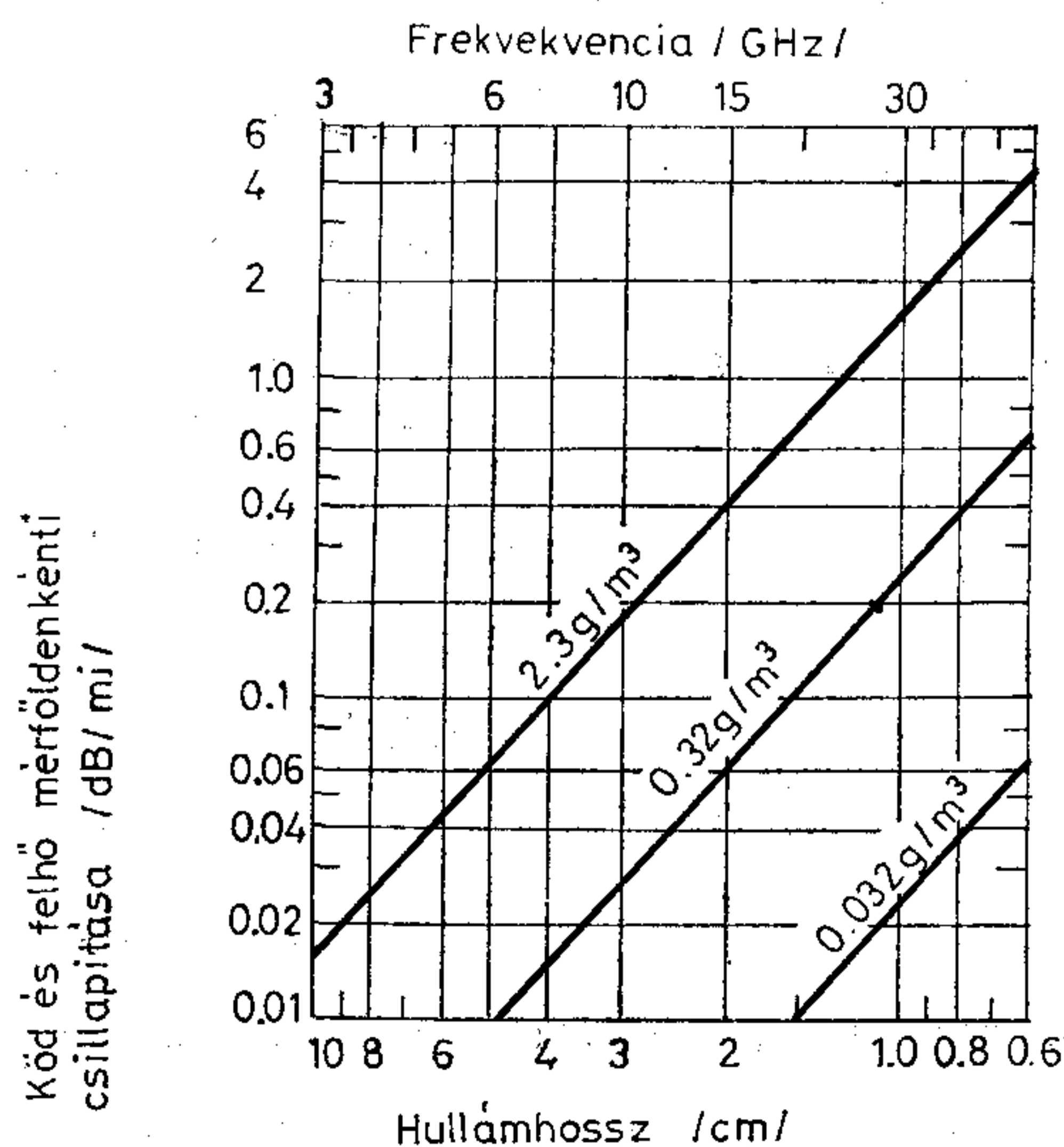
$c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$ a fény terjedési sebessége a vákuumban,

$K_T < 0$ = a nedvességtartalomtól függő kitöltési tényező.

A nedves levegő csillapítása tehát az előzőek alapján nagymértékben attól függ, hogy az összcsillapítás milyen mértékben oszlik meg a szórás és az abszorpció között. Ezért a következőkben két esetet különböztetünk meg.

Az egyik a felhő és köd (vízpára) esete, a másik az eső.

A köd és felhő esetén a vízcseppek igen kis méretűek, minek következtében az abszorpció jelensége dominál. Ilyen körülmények között a csillapítás gyakorlatilag független a vízcseppek nagyságától adott köbméterenkénti nedvességtartalom mellett. A köd és a felhő kilométerenkénti csillapításának (γ_{w0}) néhány jellemző esetét a 4. ábra mutatja (6).



4. ábra. A köd és felhő mérföldenkénti csillapítása (1 szárazföldi mérföld = 1609,33 m)

A grafikon háromféle abszolút nedvességtartalomra van paraméterezve. (2,3 g/m³, 0,32 g/m³, 0,032 g/m³.) A grafikon figyelmes szemlélete alapján megállapíthatjuk, hogy a 2,3 g/m³ abszolút nedvességtartalomnál kisebb koncentráció esetén itt is érvényes a Lambert–Beer féle törvény. (1 statute mile = 1609,33 m)

Nem szabad elfelejteni, hogy egy adott RF szakaszon a köbméterenkénti páratartalom változik a hely függvényében, ezért páratartalomról származó pótlólagos csillapítás elméletileg integrálással adódik.

$$\Lambda_w = - \int_0^{d_{RF}} \gamma_{w0}(x) dx \approx \sum_{k=1}^n \gamma_{wok} \Delta x.$$

Itt d_{RF} az RF szakasz hossza.

Az integrálást a gyakorlatban természetesen összegezéssel kell végrehajtani.

A köd és felhő kilométerenkénti csillapítását szokás még

$$\Lambda_w = K_1 c$$

alakban is kifejezni.

Itt K_1 = a csillapítás együttható $\left(\frac{\text{dB}}{\text{km}}\right) \left(\frac{\text{g}}{\text{m}^3}\right)$ -ben,

c = víz koncentrációja $\frac{\text{g}}{\text{m}^3}$ -ben.

Már kis szemerkélő eső esetén a vízcseppek viszonylag már olyan nagy méretűek, hogy a csillapításnak a szórásból eredő része már nem hanyagolható el. (Az irodalom és az eddig folytatott tudományos kutatások szerint a szórásból eredő rész kevesebb, mint az abszorpcióból származó.)

A gyakorlatban az eső csillapítását az R óránként leeső csapadékmennyiség (rainfall rate) függvényében szokás kifejezni. Az utóbbi függvénye viszont a levegő relatív nedvességtartalmának, az esőcseppek esési sebességének. Az esőcsepp esési sebessége viszont mint ismeretes, függ az esőcsepp nagyságától. Látható tehát, hogy adott óránkénti csapadék mennyiség esetén az esőcseppek méretének igen nagy eloszlásával lehet számolni. Az eső kilométerenkénti csillapításának megbecslése elég nehéz probléma.

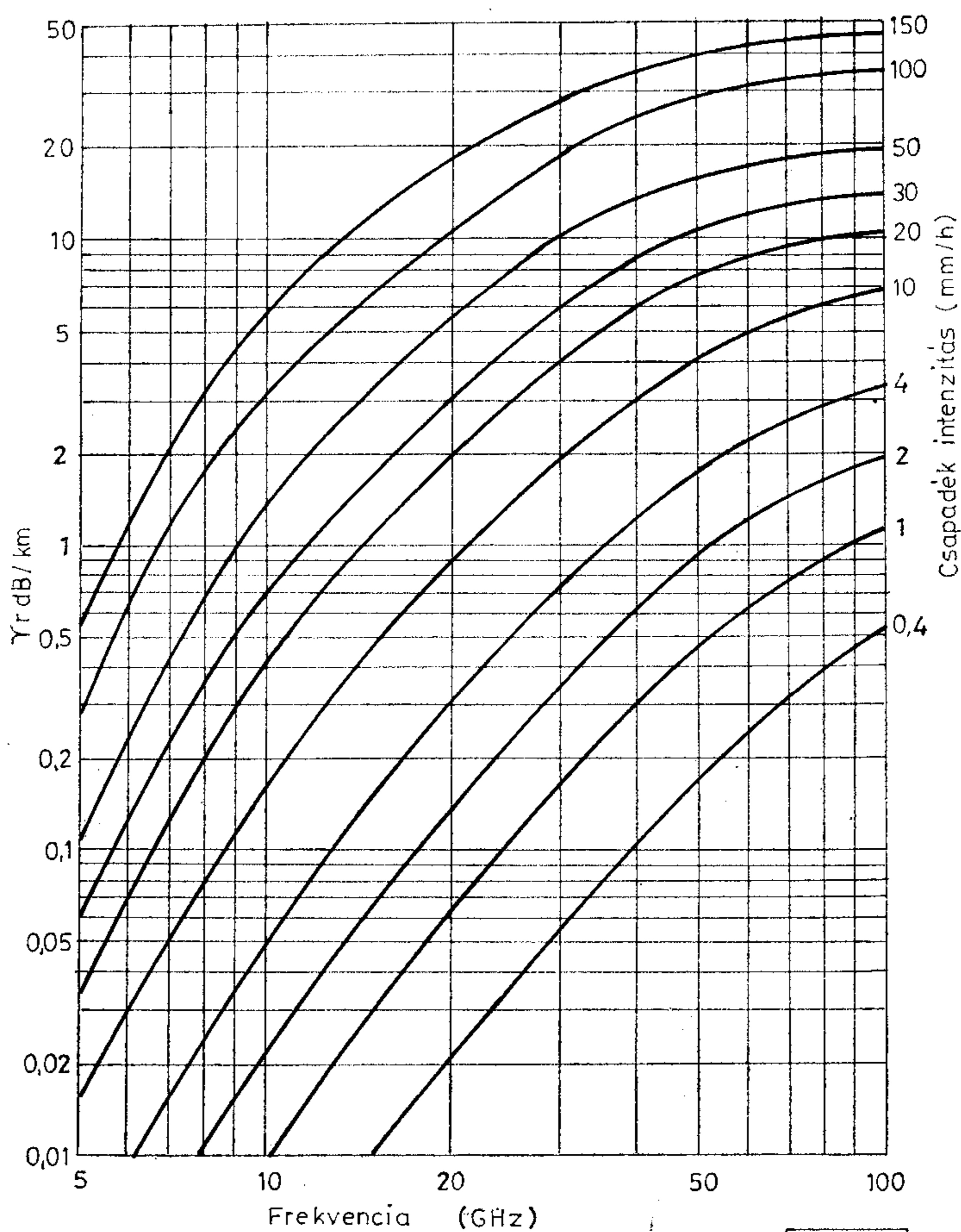
Elméletileg az eső pótlólagos csillapítását egy adott RF szakaszon a $\gamma_r(x)$ kilométerenkénti csillapítás integrálásával kapjuk meg

$$\Lambda_r = - \int_0^{d_{RF}} \gamma_r(x) dx \approx - \sum_{k=1}^n \gamma_{rk} \Delta x.$$

A kilométerenkénti csillapítást az R óránként leeső csapadékmennyiség függvényében a

$$\gamma_r = KR^\alpha \text{ [dB/km]}$$

képlet fejezi ki. A K és α mennyiségek frekvenciafüggők. Ezt a képletet grafikon formájában az 5. ábra mutatja be. Itt abszcisszaként a frekvenciát és paraméterként az R óránként leeső csapadékmennyiséget vettük fel. A grafikon $t=18^\circ\text{C}$ hőmérsék-



5. ábra. Az eső csillapítása a frekvencia függvényében. Abszcissa: frekvencia (GHz); Ordináta: Csillapítás (db/km); Paraméter: Csapadék intenzitása (mm/h)

let mellett érvényes, de a Ryde and Ryde féle korrekciós tényező segítségével más hőmérsékleten is használható. (Ryde I. W. and Ryde D.: Attenuation of centimeter waves by rain, hail, fog and clouds. General Electric Co. Wembley England.) (9)

A görbesereg az esőcseppek Law és Pearson féle méreteloszlását tételezi fel. Az esőcseppek végsebességét Gunn és Kinzer mérték meg 1949-ben.

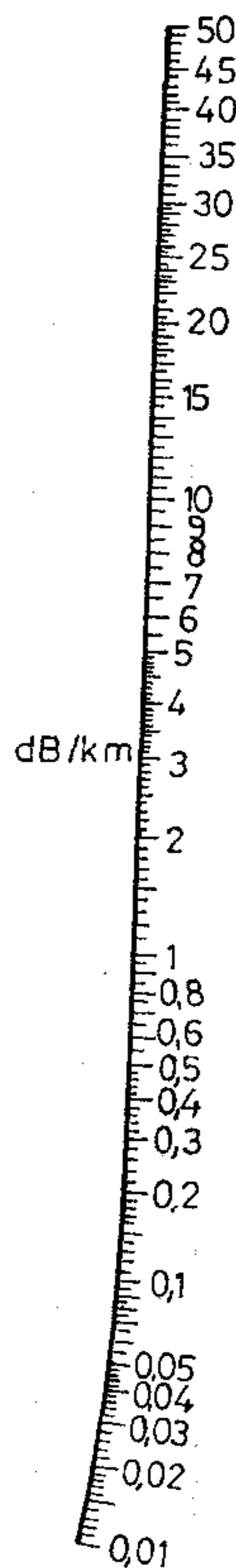
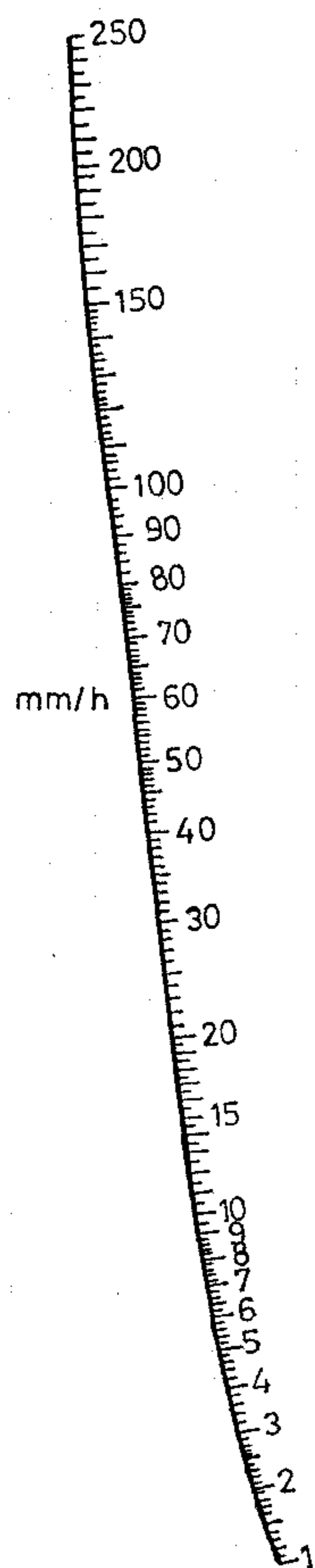
A szóbanforgó grafikon nomogram formájában a 6. ábra fejezi ki (9). A redukciós tényező segítségével figyelembe vesszük, hogy az esőintenzitás egy RF szakaszon belül nem állandó, hanem pontról pontra változhat. A paraméter itt az esőintenzitás előfordulási százaléka (7. ábra). (9)

2. AZ ELMÉLET ALKALMAZÁSA CSILLAGSZERŰ DIGITÁLIS HALÓZAT TERVEZÉSE ESETÉN

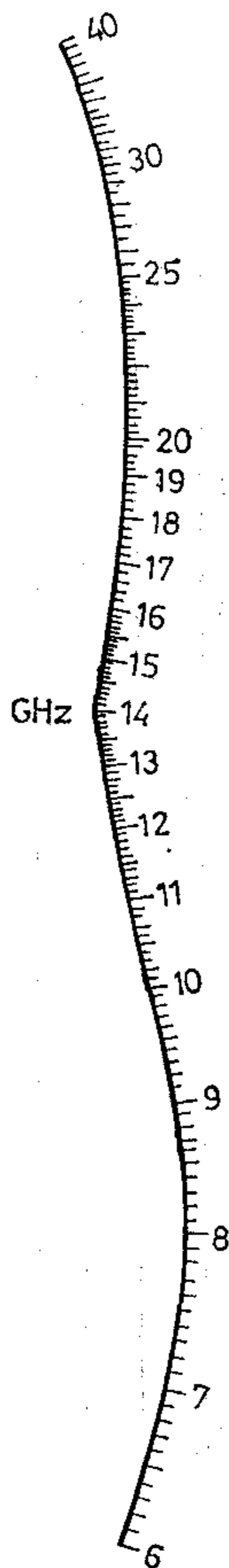
2.1. Általános szempontok

Csillag-hálózat esetén több (egy-egy telefonközpont közelében elhelyezett) mikrohullámú végállomás páronként egy központi mikrohullámú állomáson (csillagpont) keresztül tartja egymással a kapcsolatot.

Csapadékintenzitás



Frekvencia



B 205-6

6. ábra. Nomogram

A központi mikrohullámú állomás, mely jellegét tekintve ismétlődő állomásnak tekinthető, nem mindig fekszik az előbb említett mikrohullámú végállomások által képezett földrajzi alakzat geometriai középpontjában. Az átvitel ma már szinte kizárólag PCM segítségével történik az UHF és az SHF frekvenciasávban. A központi mikrohullámú állomáson az igényeket szem előtt tartva különböző hierarchiájú lebontás lehetséges. Első pillanatra úgy látszik, hogy itt kétszakaszos mikrohullámú összeköttetésekről van szó két végállomással és egy ismétlődőállomással. A helyzetet azonban erősen bonyolítja az a tény, hogy az információkat hordozó mikrohullámú csatornajelek a központi mikrohullámú állomásba több irányból futnak be, illetve azok a központi mikrohullámú állomást ugyancsak több irányban hagyják el. Tovább bonyolódik a helyzet, ha figyelembe vesszük, hogy a megnövekedett TF csatornaszám és RF tartalékolási igény miatt egy adott frekvenciaterv minden frekvenciáját ki kell használni, de ha ez egy megadott pillanatban nem is szükséges, lehetőséget kell adni a hálózatnak a jövőben történő további bővítésére.

Az alapproblémát az interferenciák miatt lecsökkentett fading tartalék okozza. Ennek értéke az üzemkiesési idő szempontjából igen fontos. Minél nagyobb egy összeköttetés fading tartaléka, annál kisebb a fading következtében fellépő üzemkiesési idő.

Mint ismeretes, a mikrohullámú vevő fading tartaléka a hasznos vevő-bemenőszint és a küszöbszint különbsége. Ha nincsen interferencia a vevő határérzékenységét a

$$10 \log P_z = 10 \log FKT_0B$$

összefüggés határozza meg.

Itt $10 \log F$ = a vevő zajtényezője dB-ben,

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{W_s}{^\circ K}$$

a Boltzmann állandó,

$$T_0 = 293,16 \text{ } ^\circ K,$$

$$B = \text{a vevő sávszélessége. (A 3 dB-es pontok közötti távolság.)}$$

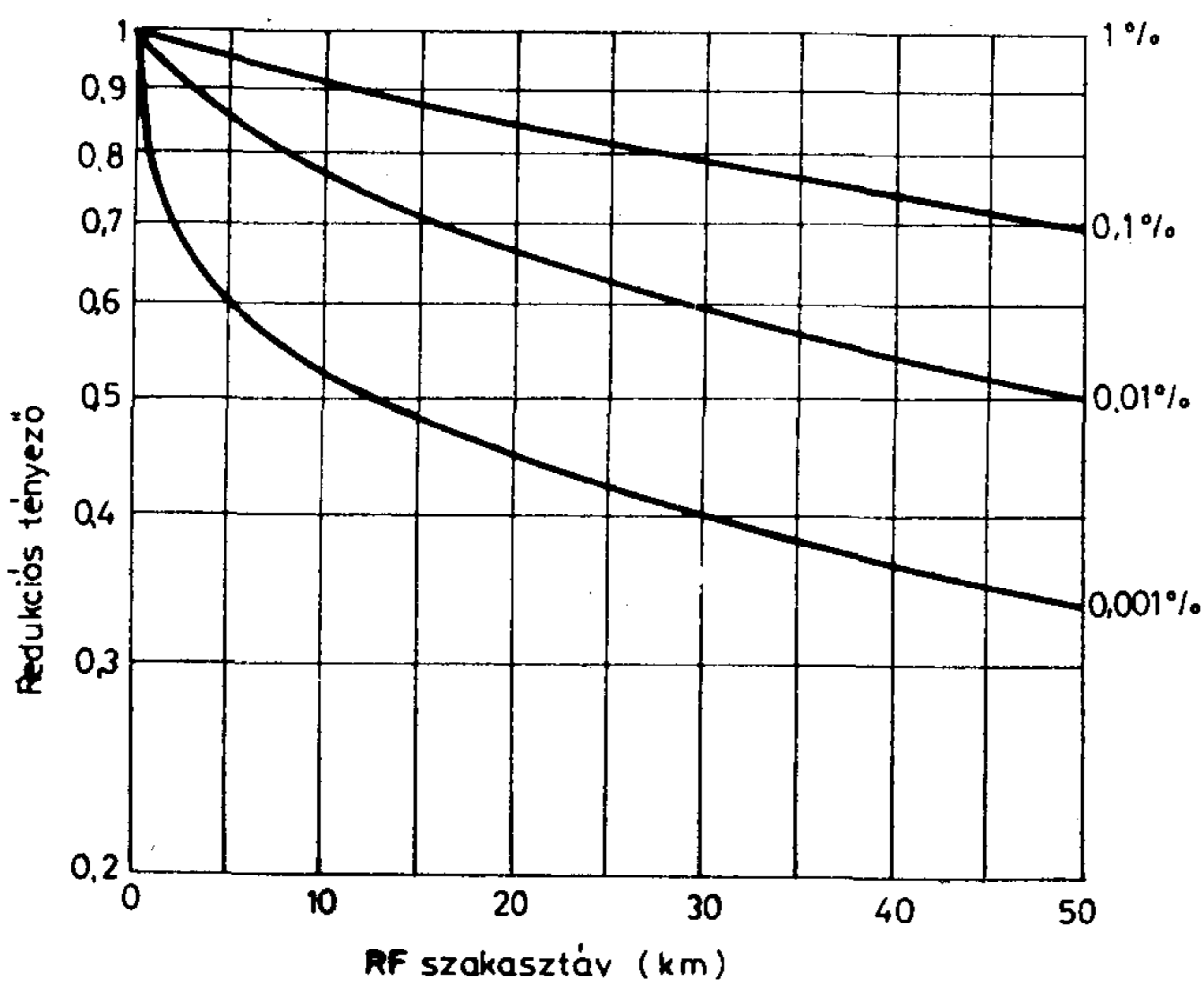
480 telefoncsatornának PCM segítségével történő átvitele esetén a 10^{-3} hibaarányhoz tartozó küszöbszint 14,5 dB-lel van az előbb definiált határérzékenység felett. (10^{-3} hibaarány esetén a berendezések általában lekapcsolódnak.)

Az interferenciák következtében a vevő határérzékenysége növekszik, ill. romlik. Eltérően az analóg rendszereknél kialakított elnevezésektől, csillagpont esetén kétféle interferenciát különböztetünk meg. Ezek a következők:

- a) belső interferencia,
- b) külső interferencia.

A belső interferenciák a berendezés konstrukciós kialakításától függenek. Ezeknek okai a következők lehetnek:

- adó helyi oszcillátor sugárzás,
- vevő helyi oszcillátor sugárzás,
- az adó zavarása a vevőre.



B 205-7

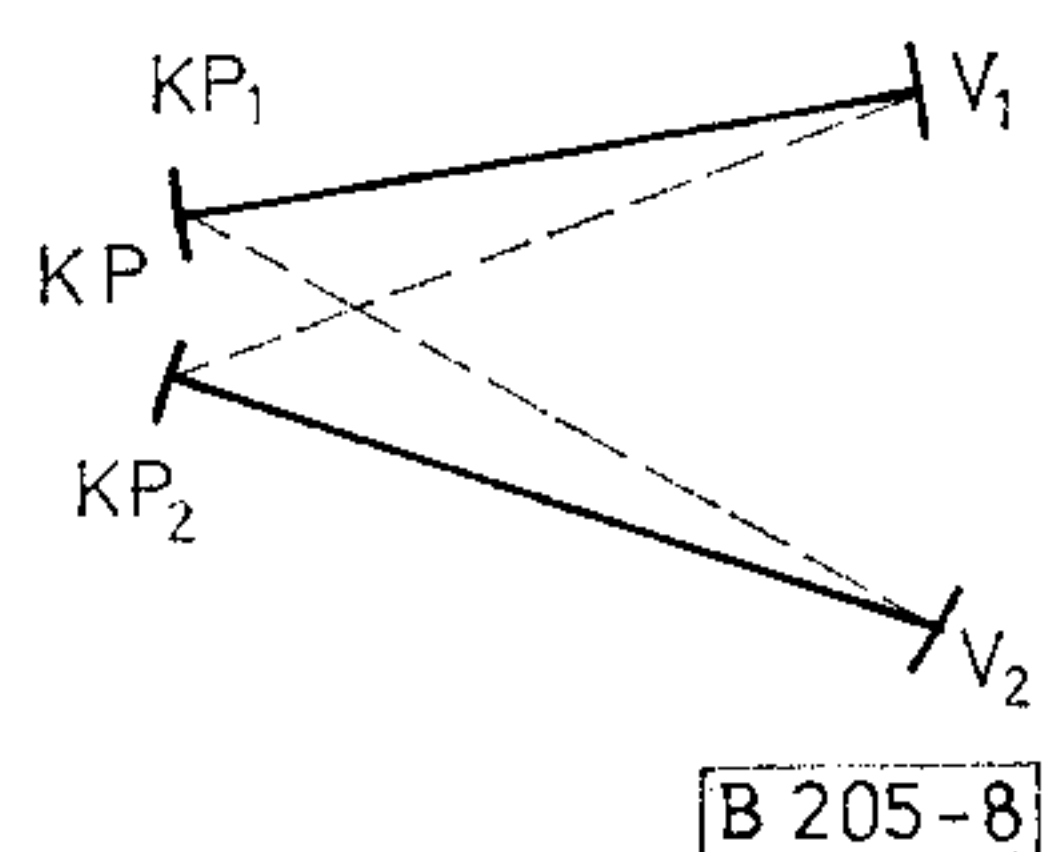
7. ábra. Redukciós tényező

A belső interferenciák szintjét kellő gondossággal alacsony értéken lehet tartani.

A külső interferenciák alatt a vevőantennára a neki nem megfelelő antennáktól érkező zavaró jelek összességét értjük. Tágabb értelemben ide soroljuk a megfelelő antennáktól érkező és azonos RF szakaszon haladó szomszédos RF csatornákat is. A külső interferenciák szintje az antennák sugárzási diagramjától, az RF szakaszok távolságától és a csillag-elrendezésű hálózat frekvencia kiosztásától függ.

A csillagpont konfiguráció következtében, mint látni fogjuk, ma már nem használhatók a hagyományos vonaltervezési módszerek, sőt csekély változtatást kell létrehozni az interferenciák számításában is.

Ennek belátása érdekében tekintsük meg az alábbi ábrát (8. ábra).



8. ábra. Interferenciák keletkezése

Az ábrán egy csillagszerű hálózat két RF szakaszt ragadtuk ki. Az egymással kapcsolatot tartó végállomásokat V_1 -gyel és V_2 -vel, a központi mikrohullámú állomást KP-vel jelöltük. A V_1 végállomás antennája a központi mikrohullámú állomás KP_1 antennájával, a V_2 végállomás antennája a központi mikrohullámú állomás KP_2 antennájával tartja a kapcsolatot. A hasznosjel útját folytonos vonallal, az interferenciát okozó jel útját szaggatott vonallal jelöltük. Vizsgáljuk meg a KP_1-V_1 szakaszt, azaz most tételezzük fel, hogy a jel a KP_1 -ből a V_1 végállomás antennája felé halad. Ebben az esetben a hasznos jel (KP_1-V_1) és az interferáló jel (KP_2-V_1) gyakorlatilag ugyanazt az utat teszi meg.

A KP_1-V_1 szakaszon fellépő esőcsillapítás esetén mivel az eső úgy a hasznos, mind az interferáló jelet egyaránt csillapítja, a külső interferenciák a V_1 vevő határérzékenységét nem befolyásolják.

Többutas fading esetén, mivel az interferáló jelek nincsenek korrelációban a hasznos jellel, az interferáló jelek a vevő határérzékenységet megnövelik (lerontják), és emiatt lecsökkent fading tartalékkal kell számolni.

Vizsgáljuk most meg a V_1-KP_1 szakaszt fordítva. Tételezzük fel, hogy a jel a V_1 végállomástól a KP_1 felé halad. Ebben az esetben a hasznos jel a V_1-KP_1 utat a zavaró jel a V_2-KP_1 utat teszi meg.

A legrosszabb esetben a két szakasz között semmilyen korreláció nincsen. Így esőcsillapítás esetén is több utas fading esetén is megnövekedett (leromlott) határérzékenységgel kell számolni.

A külső interferenciáknak négy fajtáját különböztetjük meg:

- A szomszédos RF csatornák által okozott interferencia azonos RF szakaszon;
- Antenna előre-hátra viszony (sugárzási diagram) által okozott interferencia;
- Overreach interferencia;
- Más összeköttetések által okozott interferencia.

A következő fejezetekben röviden ezeket a jelenségeket tekintjük át.

2.1.1. Szomszédos RF csatornák által okozott interferenciák azonos RF szakaszon

A szomszédos csatornák által okozott interferenciák ellen a mikrohullámú vevő mikrohullámú középfrekvenciás szűrője nyújthat védelmet. Miután egy RF szakaszon teljes frekvenciakiépítés esetén a páros és páratlan csatornák egymással ellentétes polarizációban vannak, további védelmet jelenthet még az antennák polarizációs szétválasztása.

10 GHz feletti frekvenciasáv esetén az említett interferencia általában nem okoz olyan gondot, mint ahogy ez az első pillanatban látszik. Ugyanis eső esetén úgy a hasznos jel, mind az interferáló jel ugyanazt a csillapítást szenved. Hasonló az eset a több utas terjedés esetén is. Itt a frekvencia-diversity és a polarizációs-diversity kis mértéke az oka a hasznos és az interferáló jel egyszerre történő csillapításának (8. ábra). (CCIR Report 338—2. 5. sz. ábra.)

Csillagszerű hálózat esetén ezzel az interferenciával az említett okoknál fogva nem kell számolni.

Problémát itt adott esetben a depolarizáció okozhatja. A depolarizáció fellépésének véges valószínűsége van. A tervezésnél azt célszerű ellenőrizni, hogy a depolarizáció következtében az interferáló jel nem kerül-e túl közel a hasznos jelhez. A hasznos és az interferáló jel legkisebb távolsága depolarizáció következtében

$$A_{DEP} = A_{POL} + A_{SZR} - 0,7 M - 3,$$

ahol:

A_{POL} = az antenna polarizációs szétválasztás,

A_{SZR} = a mikrohullámú és a KF-ás szűrők együttes csillapítása,

M = az interferenciák miatt lecsökkent fading tartalék.

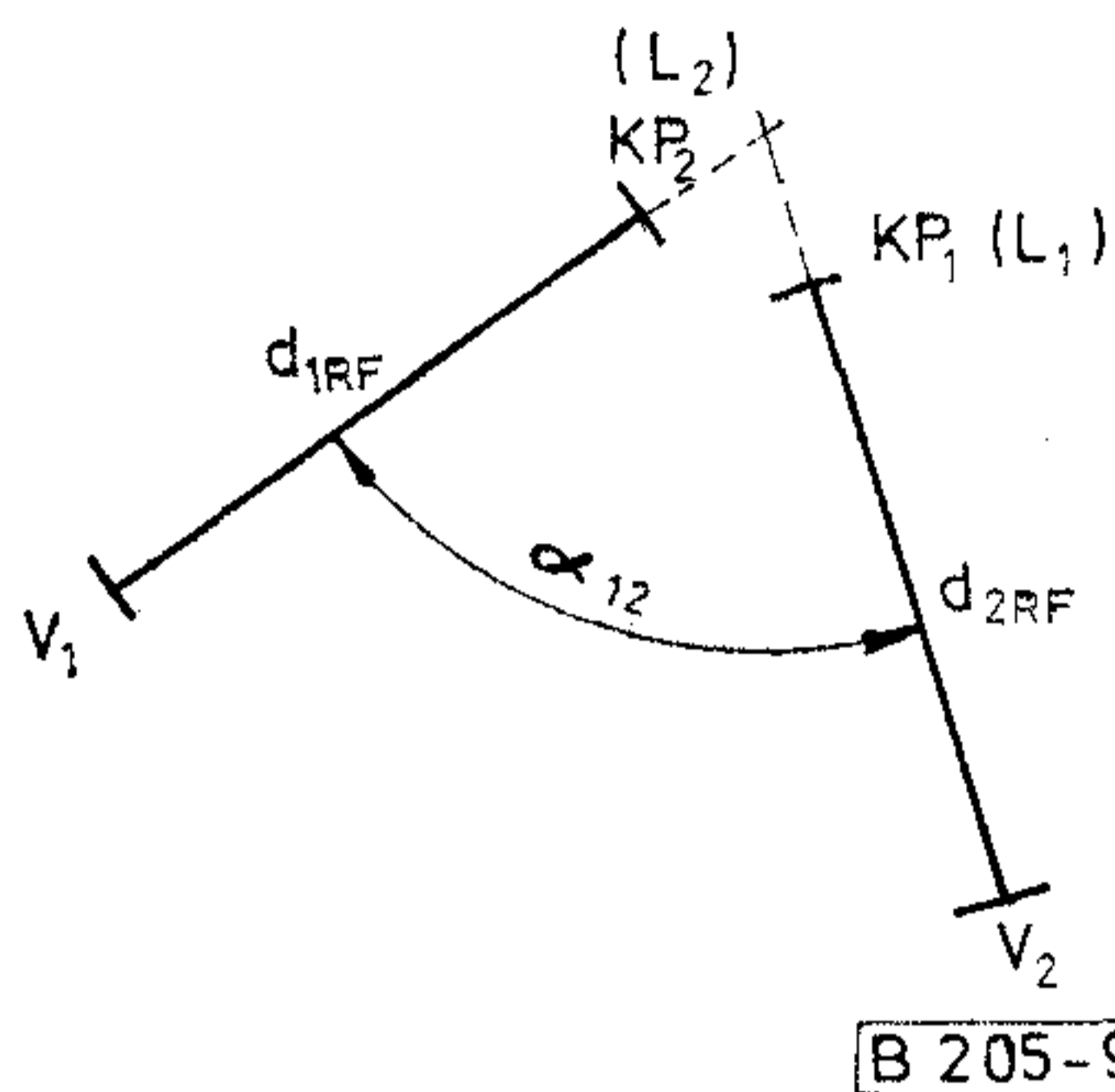
A többi RF szakaszon levő ellentétes polarizációjú jelek depolarizációját nem szükséges ellenőrizni, mert a hasznos jel mélyfadingje és az interferáló jel depolarizációja egy időben nem valószínű.

2.1.2. Antenna előre—hátra viszony által okozott interferencia (9. ábra)

Ezt az interferenciát pontosabban az antenna sugárzási diagramja (iránykarakterisztikája) által okozott interferenciának kell nevezni, mert hiszen a vonalban haladó hagyományos mikrohullámú összeköttetés esetén sem feltételezhető az, hogy az egymással háttal álló antennák forgástengelyei által bezárt

szög a 180° közvetlen környezetébe essék. (Az ábrán is szándékosan ennél jóval kisebb szöget választottunk.)

Az interferenciaviszonyok számítása végett tekintjük meg a 9. ábrát.



B 205-9

9. ábra. Előre-hátra viszony által okozott interferencia

Jelöljük a szokásos módon az 1. sz. RF szakaszon levő antennákat V_1 és KP_1 -gyel, ill. a 2. sz. RF szakaszon levő antennákat V_2 és KP_2 -vel. Az RF szakaszok hosszúságait jelöljük rendre d_{1RF} és d_{2RF} -fel. A KP_1 antenna-tápvonal rendszer csillapítása legyen L_1 és KP_2 -é pedig L_2 (dB-ben). A KP_1 antenna nyeresége legyen G_1 és KP_2 -é G_2 (dB-ben).

Az irodalomban eddig szokásos interferencia számítástól eltérően a tervezésnél mi most a hasznos vevő-bemenőszintekből indulunk ki.

Két alapvető esetet kell megkülönböztetni: adásinterferenciát és vételinterferenciát.

Adásinterferencia esetén (10. ábra) az adóantenna sugárzási diagramja (iránykarakterisztikája) révén áll elő interferencia. Vizsgáljuk meg az ábrának megfelelően a KP_2 antenna zavaró hatását az 1. sz. RF szakaszra és jelöljük a szóbanforgó antenna dB-ben kifejezett szögválasztási csillapítását a V_1 antenna irányában A_{21} -gyel. (Az indexezésben az első helyen az interferenciát létrehozó antenna, a második helyen a zavart antenna számozását tüntettük fel.)

Jelöljük a dBW-ban kifejezett adóteljesítményszintet P_{adB} -vel. Az első lépésben az azonos RF csatornás interferenciát számítjuk ki. (A hasznos és zavaró jel frekvenciája azonos.) A hasznos vevő-bemenőteljesítményszint a V_1 antenna helyén az ábra jelöléseit figyelembe véve.

$$P_{V11dB} = P_{adB} + L_1 + G_1 + A_{K0} = P_{V1dB} \quad (\text{dBW}).$$

Itt a A_{K0} a nem számított csillapítások összege. (Adó oldali szűrőváltó szűrő, alapátviteli csillapítás, vevő oldali szűrőváltó — szűrő stb.) Ezek mindkét RF szakaszon általában közösek.

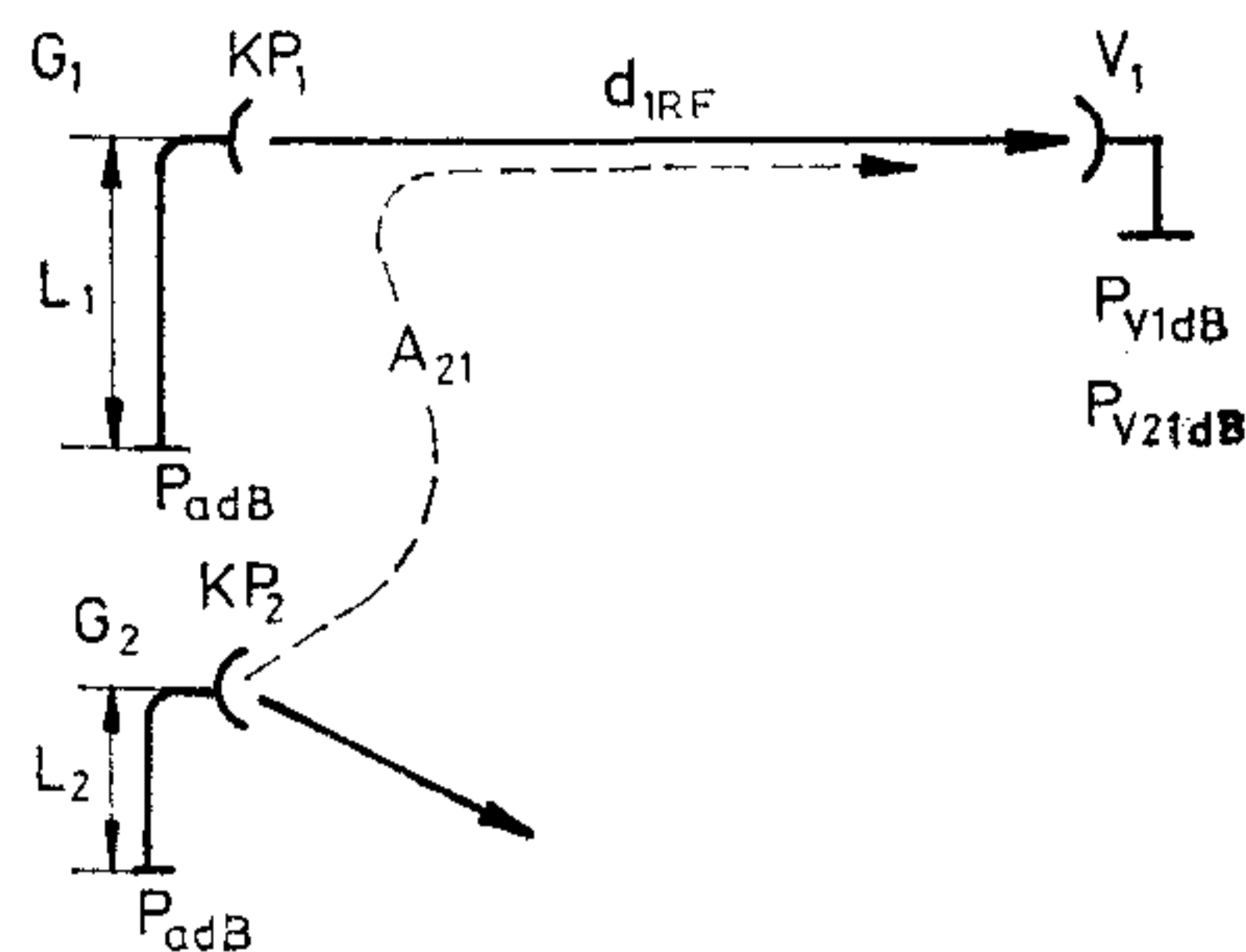
A 2. sz. RF szakasz zavaró szintje interferencia következtében a V_1 antenna helyén

$$P_{V21dB} = P_{adB} + L_2 + G_2 + A_{K0} + A_{21} \quad (\text{dBW}).$$

A két egyenletet egymásból kivonva kapjuk, hogy

$$P_{V21dB} = P_{V1dB} + A_{21} + (L_2 - L_1) + (G_2 - G_1) \quad (\text{dBW})$$

(Az 1. sz. RF szakasz a zavart szakasz).



B 205-10

10. ábra. Adásinterferencia

Hasonló megfontolással az 1. sz. RF szakasz zavaró szintje interferencia következtében a V_2 antenna helyén

$$P_{V12dB} = P_{V2dB} + A_{12} + (L_1 - L_2) + (G_1 - G_2) \quad (\text{dBW})$$

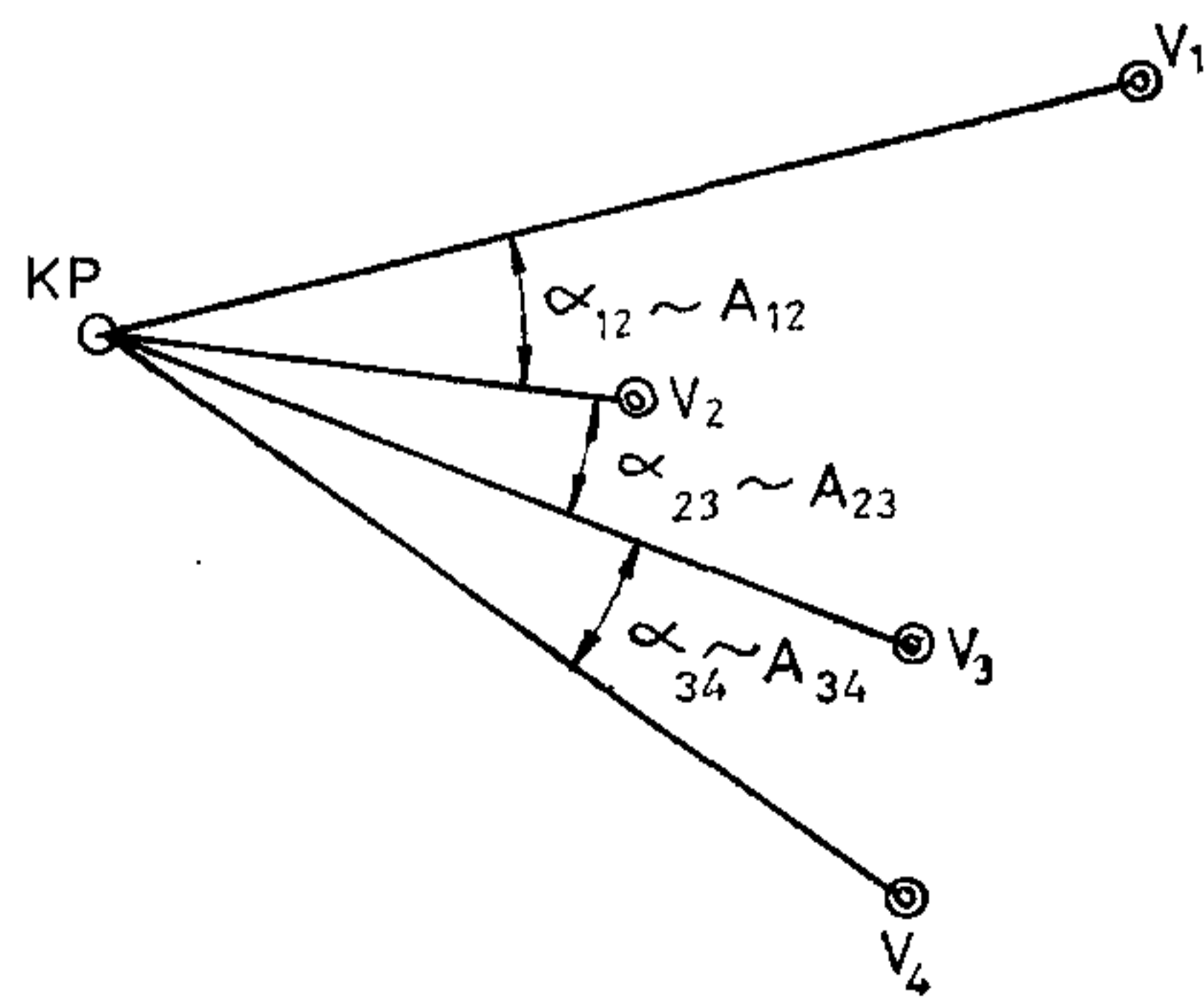
(A 2. sz. RF szakasz a zavart szakasz.)

Itt P_{V2dB} a hasznos vevő-bemenőteljesítményszint a V_2 antenna helyén és A_{12} és KP_1 antenna szögválasztási csillapítása a V_2 antenna irányában. Az összefüggést matrix alakban is írhatjuk.

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB}^- & P_{V2dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & L_1 - L_2 \\ L_2 - L_1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & G_1 - G_2 \\ G_1 - G_2 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{dBW}).$$

Az eredményt négy mikrohullámú végállomás és egy R központi mikrohullámú állomásból álló hálózatra is általánosíthatjuk (11. ábra).

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} & P_{V13dB} & P_{V14dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} & P_{V23dB} & P_{V24dB} \\ P_{V31dB} & P_{V32dB} & P_{V33dB} & P_{V34dB} \\ P_{V41dB} & P_{V42dB} & P_{V43dB} & P_{V44dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB}^- & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \end{pmatrix} +$$



B 205-11

11. ábra. Csillag-hálózat

$$\begin{aligned}
& + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & 0 & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & 0 & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & 0 \end{pmatrix} + \\
& + \begin{pmatrix} 0 & L_1-L_2 & L_1-L_3 & L_1-L_4 \\ L_2-L_1 & 0 & L_2-L_3 & L_2-L_4 \\ L_3-L_1 & L_3-L_2 & 0 & L_3-L_4 \\ L_4-L_1 & L_4-L_2 & L_4-L_3 & 0 \end{pmatrix} + \\
& + \begin{pmatrix} 0 & G_1-G_2 & G_1-G_3 & G_1-G_4 \\ G_2-G_1 & 0 & G_2-G_3 & G_2-G_4 \\ G_3-G_1 & G_3-G_2 & 0 & G_3-G_4 \\ G_4-G_1 & G_4-G_2 & G_4-G_3 & 0 \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

Röviden

$$P_{V_{iKdB}} = P_{VK} + A_{iK} + L_{iK} + G_{iK} \dots \dots \dots 2, 1, 1.)$$

Itt P_{VK} a bemenőszint mátrix;
 A_{iK} az antenna mátrix;
 L_{iK} az antenna tápvonal mátrix;
 G_{iK} az antenna nyereség mátrix.

Az L_{iK} és G_{iK} matrixok antiszimmetrikusak ($L_{iK} = L_{iK}^* \cdot (-1)$ $G_{iK} = G_{iK}^* \cdot (-1)$).

Az A_{iK} matrix csak akkor szimmetrikus, ha a mikrohullámú központban levő antennák mind azonosak. (Az antenna nyereségek azonosak $G_1 = G_2$)

Fontos megjegyezni itt azt, hogy a tervezésnél a két legközelebbi szomszédos RF szakáson haladó azonos frekvenciájú jel polarizációját ellentétesen veszik fel. Ennél fogva az A_{iK} matrixban azokat a tagokat, ahol az indexek különbségének abszolút értéke $(K-i)$ páratlan szám, az ellentétes polarizációjú antenna sugárzási diagramról, és ahol ugyanez páros szám, az azonos polarizációjú antenna sugárzási diagramról kell leolvasni.

A 2.1.1 egyenletet adásinterferencia-egyenletnek nevezzük.

Számítsuk ki most a frekvenciatervben a szomszédos RF csatornáktól származó interferenciát, illetve írjuk le az adásinterferencia-egyenletet erre az esetre. (Ezt az előzőek ismeretében elegendő általános alakban felírni.) A szóbanforgó egyenlet szomszédos RF csatornák esetén a következő:

$$P'_{V_{iKdB}} = P_{VK} + A'_{iK} + L_{iK} + G_{iK} + A_{sz} + K_{iK}.$$

Az egyes matrixok a következők:

Zavarszint matrix:

$$P_{V_{iKdB}} = \begin{pmatrix} P'_{V_{11dB}} & P'_{V_{12dB}} & P'_{V_{13dB}} & P'_{V_{14dB}} \\ P'_{V_{21dB}} & P'_{V_{22dB}} & P'_{V_{23dB}} & P'_{V_{24dB}} \\ P'_{V_{31dB}} & P'_{V_{32dB}} & P'_{V_{33dB}} & P'_{V_{34dB}} \\ P'_{V_{41dB}} & P'_{V_{42dB}} & P'_{V_{43dB}} & P'_{V_{44dB}} \end{pmatrix}$$

Szűrőmatrix:

$$A_{sz} = \begin{pmatrix} A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 \\ A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 \\ A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 \\ A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 & A_{sz}-3 \end{pmatrix} (A_{sz} = A_{sz}^*)$$

Az A_{sz} értéket a vevőberendezés mikrohullámú és KF-ás szűrője együttesen határozzák meg.

Az A'_{iK} antennamatrix az előző A_{iK} antennamatrixtól abban különbözik, hogy az értékeit $(K-i)$ páratlan szám esetén az azonos polarizációjú antenna sugárzási diagramból és antenna sugárzási diagramból kell leolvasni.

A K_{iK} korrekciós matrixnak „szűrő” szerepe van. Ha a tervezésnél a $P'_{V_{iKdB}}$ tagot figyelembe kívánjuk venni, úgy

$$K_{iK} = 0.$$

Ha ugyanezt a tagot el kívánjuk hanyagolni, $K_{iK} = -\infty$ (vagy egy viszonylag igen nagy negatív szám).

A korrekciós matrix alakja általában a következő

$$K_{iK} = \begin{pmatrix} -\infty & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\infty & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\infty \end{pmatrix} (K_{iK} = K_{iK}^*).$$

A gépi úton történő számítás megkönnyítésére be kell vezetnünk az interferencia matrix fogalmát.

Ez azonos RF csatornák esetén a következő:

$$C_A = C_{iK} = A_{iK} + L_{iK} + G_{iK}.$$

(Azonos csatornás interferenciamatrix.)

Szomszédos RF csatornák esetén:

$$C'_A = C'_{iK} = A'_{iK} + L_{iK} + G_{iK} + A_{sz} + K_{iK}.$$

(Szomszédos csatornás 1. sz. interferenciamatrix.)

Vételinterferencia esetén (12. ábra) a vevőantennának a sugárzási diagramja révén áll elő interferencia. Vizsgáljuk meg most a V_2-KP_2 szakasz zavaró hatását a KP_1 antennára. (A KP_1 és KP_2 antennák földrajzilag egy helyen vannak.) Jelöljük a KP_1 antenna szögválasztási csillapítását a V_2 antenna irányában A_{12} -vel. (Az indexezésben az első helyen az interferenciát létrehozó antenna számozását tüntettük fel.)

Az első lépésben most is az azonos csatornás interferenciát számítjuk ki. (A hasznos és zavaró jel frekvenciája azonos.)

A 2. sz. RF szakasz zavaró szintje a KP_1 antenna helyén

$$P_{V_{21dB}} = P_{V_{2dB}} + A_{12} + (L_1 - L_2) + (G_1 - G_2).$$

(Az 1. sz. RF szakasz a zavart szakasz.)

Hasonló megfontolással az 1. sz. RF szakasz zavaró szintje a KP_2 antenna helyén

$$P_{V_{12dB}} = P_{V_{1dB}} + A_{21} + (L_2 - L_1) + (G_2 - G_1)$$

Matrix alakban a kettőt összefoglalva kapjuk, hogy

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} P_{V_{11dB}} & P_{V_{21dB}} \\ P_{V_{12dB}} & P_{V_{22dB}} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} P_{V_{1dB}} & P_{V_{2dB}} \\ P_{V_{1dB}} & P_{V_{2dB}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{pmatrix} + \\
&+ \begin{pmatrix} 0 & L_1-L_2 \\ L_2-L_1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & G_1-G_2 \\ G_2-G_1 & 0 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Általános alakban a vételinterferencia-egyenlet a következő:

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} & P_{V13dB} & P_{V14dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} & P_{V23dB} & P_{V24dB} \\ P_{V31dB} & P_{V32dB} & P_{V33dB} & P_{V34dB} \\ P_{V41dB} & P_{V42dB} & P_{V43dB} & P_{V44dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB} & P_{V1dB} & P_{V1dB} & P_{V1dB} \\ P_{V2dB} & P_{V2dB} & P_{V2dB} & P_{V2dB} \\ P_{V3dB} & P_{V3dB} & P_{V3dB} & P_{V3dB} \\ P_{V4dB} & P_{V4dB} & P_{V4dB} & P_{V4dB} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{21} & A_{31} & A_{41} \\ A_{12} & 0 & A_{32} & A_{42} \\ A_{13} & A_{23} & 0 & A_{43} \\ A_{14} & A_{24} & A_{34} & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & L_2-L_1 & L_3-L_1 & L_4-L_1 \\ L_1-L_2 & 0 & L_3-L_2 & L_4-L_2 \\ L_1-L_3 & L_2-L_3 & 0 & L_4-L_3 \\ L_1-L_4 & L_2-L_4 & L_3-L_4 & 0 \end{pmatrix} + G_{iK}^*$$

Rövidített formában:

$$P_{VikdB} = P_{VK}^* + A_{iK}^* + L_{iK}^* + G_{iK}^*$$

Csillaggal a transzponálást jelöltük.

Az interferencia egyenlet szomszédos RF csatornák esetén

$$P'_{VikdB} = P_{VK}^* + A_{iK}^* + L_{iK}^* + G_{iK}^* + A_{sz} + K_{iK}$$

Az azonos csatornás interferenciamatrix

$$C_V = A_{iK}^* + L_{iK}^* + G_{iK}^* = C_{iK}^*$$

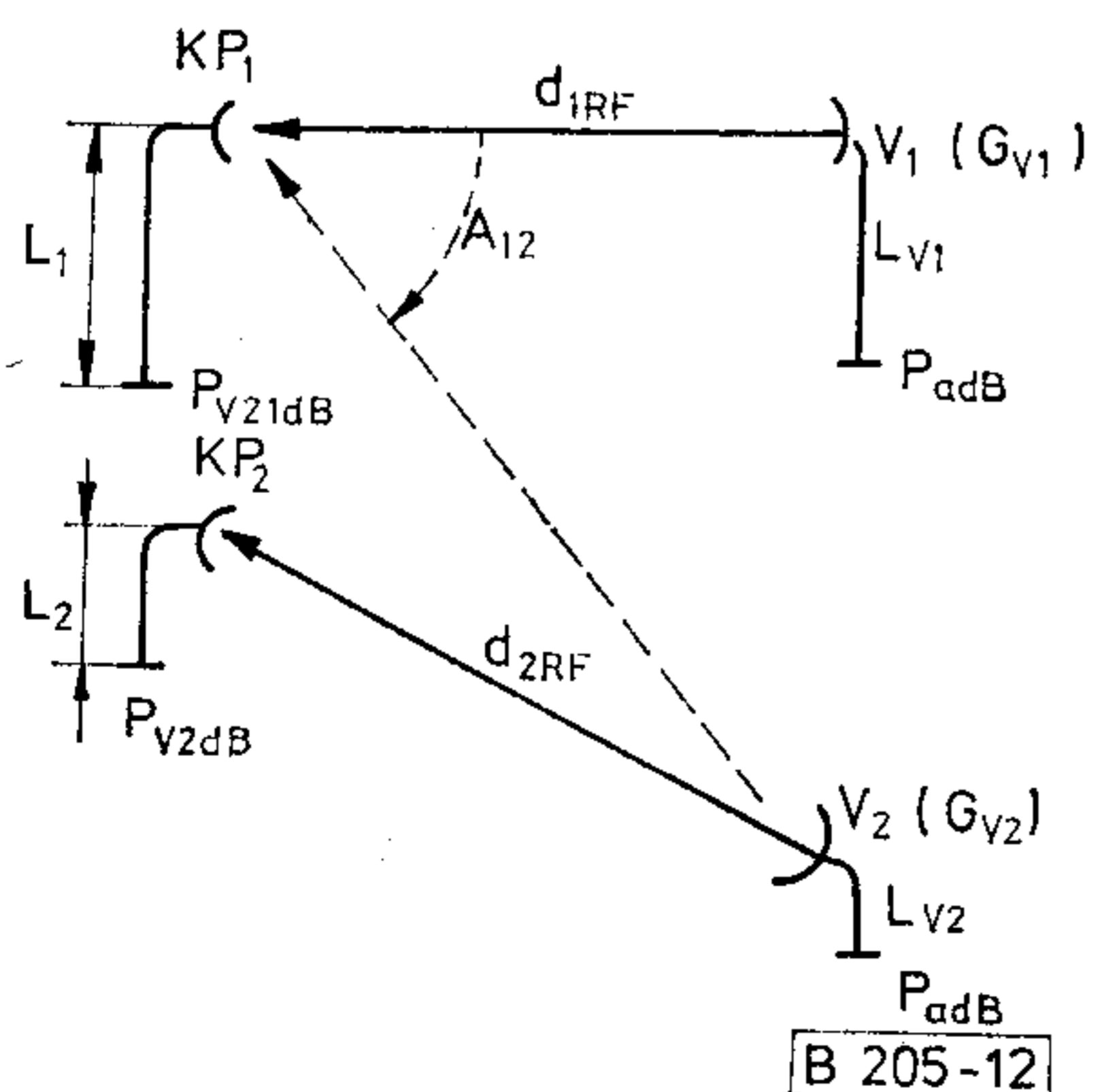
A szomszédos csatornás 1. sz. interferenciamatrix

$$C'_V = A_{iK}^* + L_{iK}^* + G_{iK}^* + A_{iK} + K_{iK}$$

Végezetül a teljesség kedvéért írjuk fel a vételinterferencia következtében előálló jel/zaj viszonyt. (Egyszerűség kedvéért 2 RF szakasz esetére.)

Jelöljük a V_1 antenna nyereségét G_1 -gyel és a V_2 antennanyereségét G_2 -vel. (2.1.2/4. ábra.)

Jelöljük a V_1 antenna-tápvonalrendszer csillapítását L_{V1} -gyel, és a V_2 antenna-tápvonalrendszer csillapítását L_{V2} -vel.



12. ábra. Vételinterferencia

A hasznos teljesítmény az 1. sz. RF szakaszon

$$P_{V1} = P_a + G_{V1} - 20 \log d_{1RF} + L_{V1} + A_{K0} + G_1$$

A 2. sz. RF szakasz zavaró teljesítménye az 1. sz. RF szakaszon.

$$P_{V21} = P_a + G_{V2} - 20 \log d_{2RF} + L_{V2} + A_{K0} + G_1 + A_{12}$$

A_{K0} a nem említett közös csillapítások összege. A jel/zaj viszony

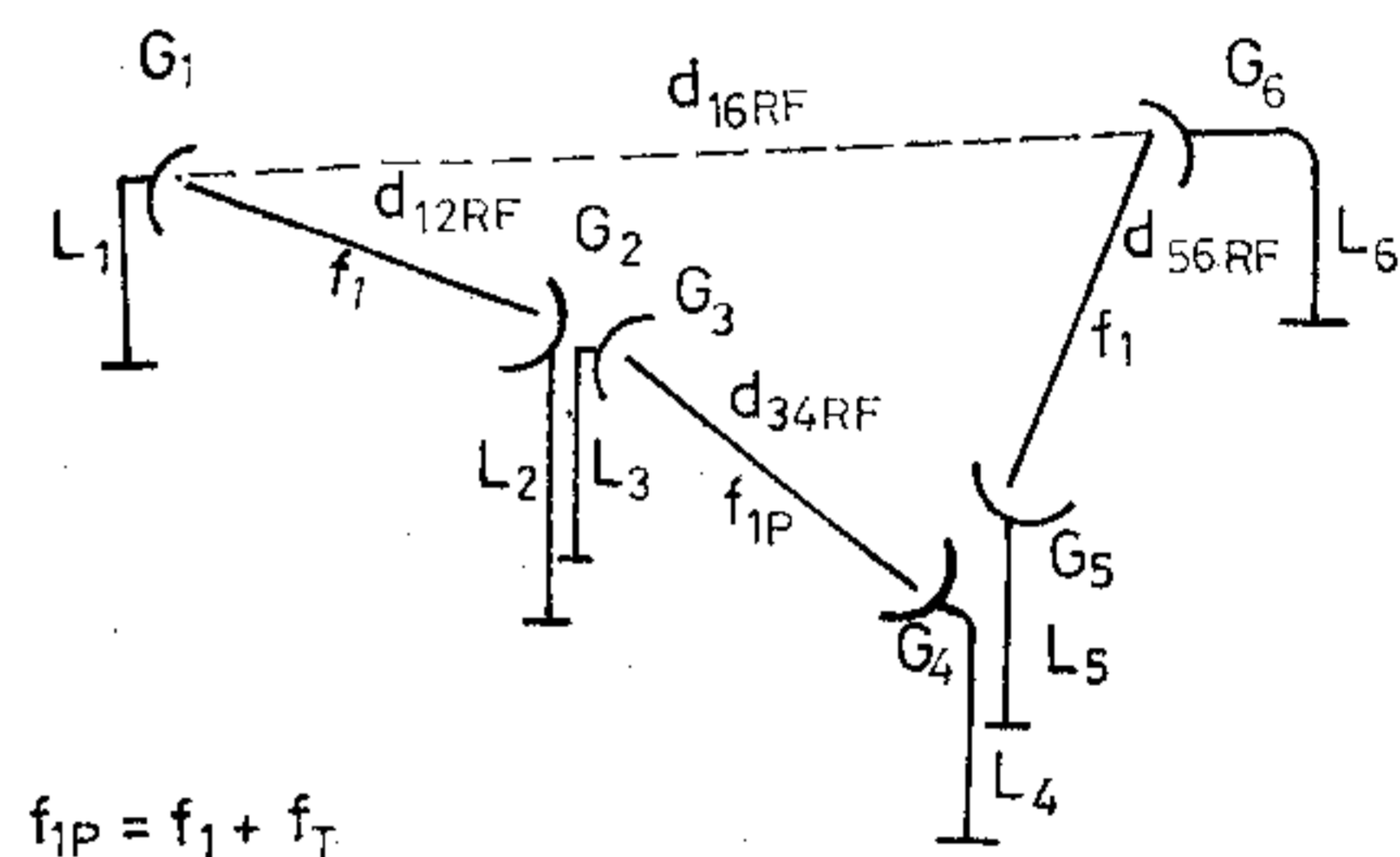
$$P_{V1} - P_{V2} = G_{V1} - G_{V2} - 20 \log \frac{d_{1RF}}{d_{2RF}} + L_{V1} - L_{V2} - A_{12}$$

A $-20 \log \frac{d_{1RF}}{d_{2RF}}$ kifejezést távolsági csillapításnak nevezzük.

2.1.3. „Overreach” interferencia

Ez az interferencia a vonalban haladó mikrohullámú összeköttetés esetén lép fel (13. ábra). Mint ismert, az információ haladása során a frekvenciák az adás-vétel védelem miatt állandóan váltják egymást. Ez azt jelenti, hogy az ábrán feltüntetett

d_{12RF} szakaszon a frekvencia f_1 , a d_{34RF} szakaszon a frekvencia $f_{1p} = f_1 + f_T$, és a d_{56RF} szakaszon a frekvencia ismét f_1 .



B 205-13

13. ábra. „Overreach” interferencia

Ebből kifolyólag lehetőség van arra, hogy a G_1 és G_6 antennák között interferencia lép fel. (Az ábrán mi most a legáltalánosabb esetet tételeztük fel. Az antennák jelölése egyben az antennák nyereségét is jelenti. Az antenna-tápvonalrendszer csillapítását dB-ben mindegyik esetben L-lel jelöltük. Az egyszerűség kedvéért a P_{adB} adószinteket mindenütt azonosaknak tételeztük fel.) Miután az interferenciában mindkét antenna sugárzási diagramja felelős, nincsen értelme itt külön adás- és vételinterferenciáról beszélni.

Vizsgáljuk meg első lépésben a G_6 antenna zavaró hatását a G_1 antennára.

A G_1 antennára a G_2 antennáról érkező hasznos vevő-bemenőszint

$$P_{V1dB} = G_2 + L_2 - 20 \log d_{12RF} + A_{K0} + P_a$$

A G_1 antennára a G_6 antennáról érkező zavaró vevő-bemenőszint

$$P_{V61dB} = G_6 + A_{612} + L_6 - 20 \log d_{16RF} + A_{165} + A_{K0} + P_a$$

Itt A_{K0} -vel a nem feltüntetett közös csillapítások összegét jelöltük. Az A_{612} a G_1 antenna „hibája”, az A_{165} a G_6 antenna „hibája”. Mind a kettőt a megfelelő antenna sugárzási diagramjából olvashatjuk le.

A jel/zaj viszony a G_1 antenna helyén

$$P_{V1dB} - P_{V61dB} = (G_2 - G_6) + (L_2 - L_6) - 20 \log \frac{d_{12RF}}{d_{16RF}} - A_{165} - A_{612}$$

Hasonló gondolatmenettel kiszámíthatjuk a G_1 antenna hatását a G_6 antennára. A jel/zaj viszony a G_6 antenna helyén

$$P_{V6dB} - P_{V16dB} = (G_5 - G_1) + (L_5 - L_1) - 20 \log \frac{d_{56RF}}{d_{16RF}} - A_{165} - A_{612}$$

Miután általában az $A_{165} + A_{612}$ értéke és a távolsági csillapítások elég nagyok, ezért az „overreach” interferencia szerencsére legtöbb esetben elhanyagolható. A jel/zaj viszony ellenőrzését a vonaltervezés alkalmával természetesen minden esetben el kell végezni.

2.1.4. Más összeköttetések által okozott interferencia

Itt más, sok esetben egymástól különböző információt hordozó mikrohullámú összeköttetések egymásra hatásáról van szó. Ezek az interferenciák csupán formailag tartoznak külön csoportba. Az RF jel/zaj viszony számítása az előzőekben leírt módon történik.

2.2. Példa a hálózat tervezés végrehajtására

A) Adó-vevő

Frekvenciaterv közepes frekvenciája	$f_0 = 12\,996$ MHz
Adóteljesítményszint	$10 \log P_a = +22$ dBm = -8 dBW
Zajtényező	$10 \log F = 9$ dB
Zajsáv szélesség (3 dB-es pontok távolsága)	$B = 20$ MHz
Szomszédos 34 Mbit-es jellel modulált csatorna elnyomása, szűrők segítségével	
± 28 MHz	$A_{sz} = 23$ dB
± 56 MHz	$A_{sz2} = 72$ dB
Határérzékenység (10 log FKT ₀ B)	$P_{Be} = -122,4$ dBW
$(K = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{W_s}{^\circ K})$	
$T_0 = 293,16$ °K)	
Belső interferenciák összege, teljes (8 RF csatornás) kiépítés esetén	$P_{BINTdB} = -122,4$ dBW

B) Antenna

Antennanyereségek:

– 1,1 m átmérő	$G = 39,6$ dB
– 2 m átmérő	$G = 44,7$ dB
– 3 m átmérő	$G = 47,5$ dB
Tápfejcsillapítás (adó + vevő)	$A_{TAPF} = -0,6$ dB
Szűrőváltó-rendszer (adó + vevő):	
– 1. RF csatorna	$A_{szvsz} = -1,3$ dB
– 2. RF csatorna	$A_{szvsz} = -2,1$ dB
– 3. RF csatorna	$A_{szvsz} = -2,9$ dB
– 4. RF csatorna	$A_{szvsz} = -3,7$ dB

(Számításunkat a 4. RF csatornára végezzük.)

C) Átviteli karakterisztika jellemzők

Hibaaarány:	RF jel/zaj viszony (dB):
$\tau = 7 \cdot 10^{-7}$ (megkövetelt átviteli minőség)	$\frac{C}{N} = 18,8$
$\tau = 10^{-6}$	$\frac{C}{N} = 17,5$
$\tau = 10^{-3}$ (alapsávi lekapcsolási szint)	$\frac{C}{N} = 14,5$
Légköri differenciális csillapítás	$a_{ATM} = -0,027$ dB/km

(760 Hgmm nyomás, 20 °C hőmérséklet és 10 gr/m³ abszolút nedvességtartalom esetén)

D) Antennatápvonalak hosszai

B_1 állomáson	$l_1 = 21$ m
B_2 állomáson	$l_2 = 24$ m
B_3 állomáson	$l_3 = 30$ m
B_4 állomáson	$l_4 = 20$ m
R állomáson B_1 felé	$l_{R1} = 15$ m
R állomáson B_2 felé	$l_{R2} = 22$ m
R állomáson B_3 felé	$l_{R3} = 18$ m
R állomáson B_4 felé	$l_{R4} = 20$ m
Antennatápvonal csillapítása	$a_{TAPV} = -0,116$ dB/m

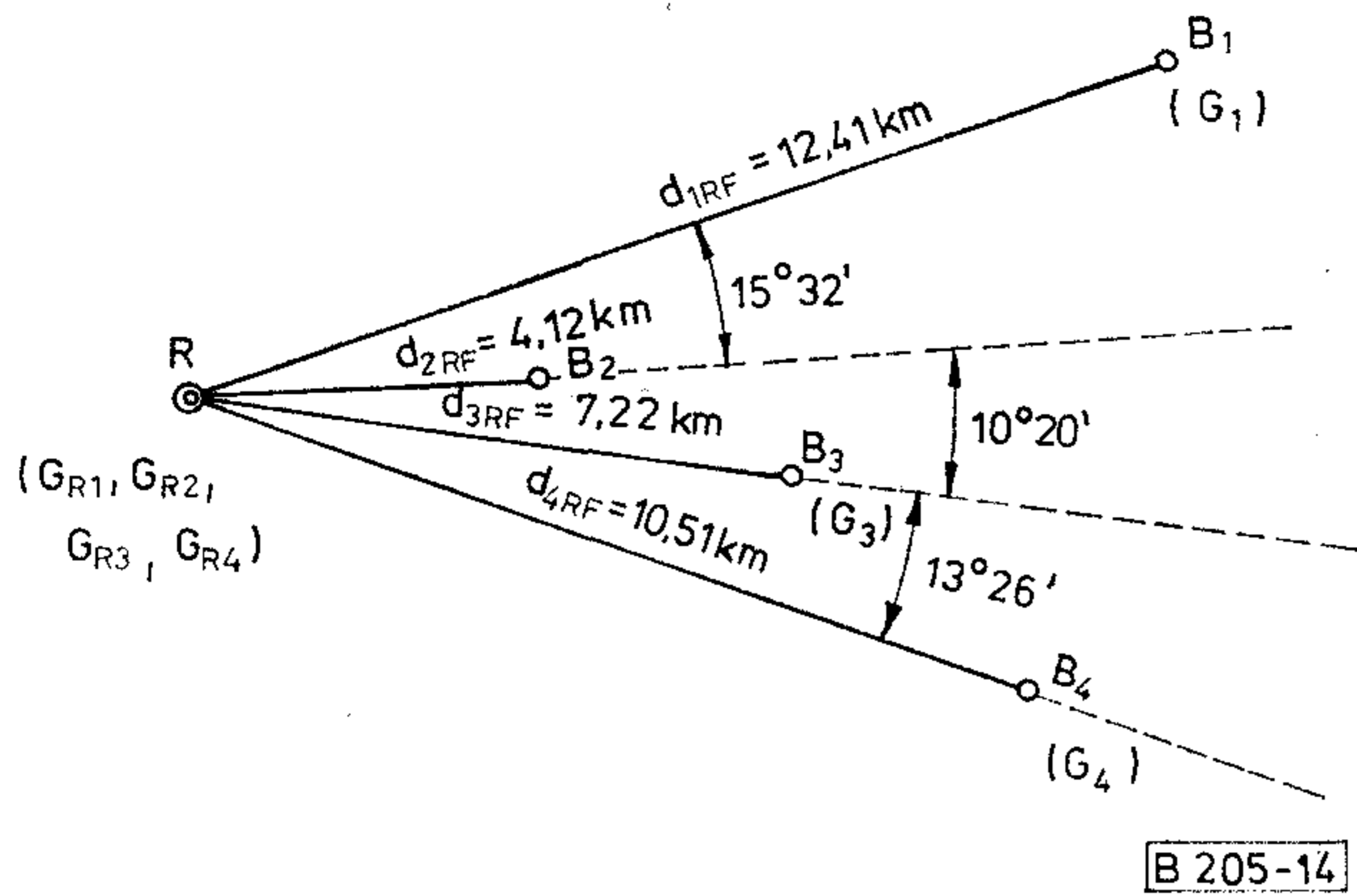
Megjegyzés: A B_2 állomáson interferenciális körülményeket is figyelembe véve 1,1 m átmérőjű, a többi (R, B_1 , B_3 és B_4) állomáson 2 m átmérőjű antennát helyeztünk el. A maximális vevő bemenő szintet -57 dBW-ban állapítottuk meg. (Vevő túlvezérlés!!!)

E) RF szakasztávolságok (14. ábra):

$RB_1 = d_{1RF} = 12,41$ km	$RB_2 = d_{2RF} = 4,12$ km
$RB_3 = d_{3RF} = 7,22$ km	$RB_4 = d_{4RF} = 10,51$ km

F) Antennaforgástengely elválasztó szögek

$B_1RB_2 = 15^\circ 32' = 15,53^\circ = \alpha_{12}$
$B_2RB_3 = 10^\circ 20' = 10,33^\circ = \alpha_{23}$
$B_3RB_4 = 13^\circ 26' = 13,43^\circ = \alpha_{34}$



14. ábra. Átkérőhálózat

Számítás menete

A vevő bemenőszint meghatározását példaképpen csak az R-B₁ RF szakaszra végezzük el.

Alapátviteli csillapítás:

$$A_0 = -32,447 - 20 \log d_{1RF} \text{ (km)} - 20 \log f_0 \text{ (MHz)} = -136,60 \text{ dB}$$

A légköri csillapítás:

$$A_{ATM} = a_{ATM} \cdot d_{1RF} = -0,027 \cdot 12,41 = -0,34 \text{ dB}$$

A légköri csillapítás izotróp antennák között összesen

$$A'_{ATM} = A_0 + A_{ATM} = -136,93 \text{ dB}$$

Pótlólagos csillapítások a következőkből tevődnek össze:

Tápfejcsillapítás (adó + vevő) $A_{TAPF} = -0,6 \text{ dB}$

Szűrőváltó (adó + vevő, 4. csatorna) $A_{SZVSZ} = -3,7 \text{ dB}$

Tápvonalcsillapítások összege (adó + vevő) $(I_1 + L_1) a_{TAPV} = -(21 + 15) \cdot 0,116 = -4,176 \text{ dB}$

Összesen: $A_{zu} = -8,476 \text{ dB}$

Antenna nyereségek: $G_1 = 44,7 \text{ dB}$

Összesen: $G_2 = 44,7 \text{ dB}$

$$G = G_1 + G_2 = 89,4 \text{ dB}$$

Teljes RF szakaszcsillapítás

$$A_{RFTOT} = A'_{ATM} + A_{zu} + G = -56,0097 \text{ dB}$$

$$A_{RFTOT} = -56,01 \text{ dB}$$

A vevő bemenőszint

$$P_{VdB} = 10 \log P_a = A_{RFTOT} = -64,01 \text{ dBW}$$

A továbbiakban a számításunk eredményét táblázatba foglaltuk.

A_{RFTOT} (dB)

P_{VdB} (dBW)

B ₁ R	-56,01	-64,01
B ₂ R	-52,47	-60,47
B ₃ R	-52,56	-60,56
B ₄ R	-54,98	-62,98

Miután egészszámú csillapítás értékek gyártása a gazdaságos az egyes szakaszokon a B₁, B₂, B₃ és B₄ állomások adóiba a következő pótlólagos csillapításokat (A_{zui}) iktatjuk be (közel azonos vevő bemenőszint elérése az R csillagponton).

A_{zui} (dB)

B ₁	0
B ₂	-3
B ₃	-3
B ₄	-1

Az így korrigált végleges vevő bemenőszintek a következők:

A_{RFTOT} (dB)	P_{VdB} (dBW)	A_{RFTOT} (dB)	P_{VdB} (dBW)
B ₁ R	-56,01	RB ₁	-56,01
B ₂ R	-55,47	RB ₂	-60,47
B ₃ R	-55,56	RB ₃	-60,56
B ₄ R	-55,98	RB ₄	-62,98

Ezek után hozzáláthatunk az interferenciák számításához. A különböző interferenciák az RF szakaszok fading tartalékát lecsökkentik. A lecsökkentett fading tartalék megnövekedett üzemkiesési időre vezethet. Célunk a következőkben az eső csillapítás és a többutas terjedés következtében fellépő fading számára a különböző RF szakaszokon rendelkezésre álló fading tartalékot kiszámítani. Ezután a kapott adatok segítségével kiszámítjuk a $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$ és a $\tau = 10^{-3}$ hibaarányhoz tartozó időhányadokat. (Pontosabban azokat a maximális időtartamokat egy évhez viszonyítva, melyekben a mikrohullámú összeköttetés hibaaránya az előbb feltüntetett hibaarányoknál nagyobb lehet.)

Első lépésben ki kell számítani az interferencia matrixokat. A számításban különbséget teszünk adás-interferencia és vételinterferencia között. A számítás alapjául a szögmatrix szolgál.

$$\begin{pmatrix} 0 & \alpha_{12} = 15,53^\circ & \alpha_{13} = 25,86^\circ & \alpha_{14} = 39,39^\circ \\ \alpha_{21} = \alpha_{12} & 0 & \alpha_{23} = 10,33^\circ & \alpha_{24} = 23,76^\circ \\ \alpha_{31} = \alpha_{13} & \alpha_{32} = \alpha_{23} & 0 & \alpha_{34} = 13,43^\circ \\ \alpha_{41} = \alpha_{14} & \alpha_{42} = \alpha_{24} & \alpha_{43} = \alpha_{34} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\alpha_{13} = \alpha_{12} + \alpha_{23} \quad \alpha_{14} = \alpha_{12} + \alpha_{23} + \alpha_{34} \quad \alpha_{24} = \alpha_{23} + \alpha_{34}$$

A) Adásinterferencia:

Antennamatrix azonos csatornás interferencia esetén (iránykarakteristikából olvassuk le)

$$A_{iK} = (-1) \cdot \begin{pmatrix} 0 & A_{12}^E = 56 & A_{13} = 43 & A_{14}^E = 62,5 \\ A_{21}^E = 56 & 0 & A_{23}^E = 50 & A_{24} = 43 \\ A_{31} = 43 & A_{32}^E = 50 & 0 & A_{34}^E = 54 \\ A_{41}^E = 62,5 & A_{42} = 43 & A_{43}^E = 54 & 0 \end{pmatrix} \text{ [dB]}$$

A betűk fölötti E jelölés ellentétes polarizációt jelent. Ez az iránykarakterisztikából való leolvasást könnyíti meg. Antennamatrix szomszédos csatornás

interferencia esetén. (Ugyancsak az iránykarakterisztikából olvassuk le.)

$$A'_{iK} = (-1) \cdot \begin{pmatrix} 0 & A'_{12} = 39,5 & A'_{13} = 60,5 & A'_{14} = 47,5 \\ A'_{21} = 39,5 & 0 & A'_{23} = 37 & A'_{24} = 60,5 \\ A'_{31} = 60,5 & A'_{32} = 37 & 0 & A'_{34} = 38,5 \\ A'_{41} = 47,5 & A'_{42} = 60,5 & A'_{43} = 38,5 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB).}$$

Az antennatápvonal matrix

$$L_{iK} = \begin{pmatrix} 0 & L_2 - L_1 = 0,81 & L_1 - L_3 = 0,35 & L_1 - L_4 = 0,53 \\ L_2 - L_1 = -0,81 & 0 & L_2 - L_3 = -0,46 & L_2 - L_4 = -0,23 \\ L_3 - L_1 = -0,35 & L_3 - L_2 = 0,46 & 0 & L_3 - L_4 = 0,23 \\ L_4 - L_1 = -0,58 & L_4 - L_2 = 0,23 & L_4 - L_3 = -0,23 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}$$

Az antennanyereség matrix null matrix, mert az antenna nyereségek azonosak. Ezt nem vesszük figyelembe. ($G_i - G_k = 0$)

A szűrőmatrix elemei $A_{sz} - 3 = 23 - 3 = 20$ dB. A korrekciós matrix az előző fejezetekben megtalálható.

A bemenőszint matrix

$$P_{vK} = \begin{pmatrix} P_{v1dB} = -64,01 & P_{v2dB} = -60,47 & P_{v3dB} = -60,56 & P_{v4dB} = -62,98 \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \end{pmatrix} \text{ [dBW].}$$

Az azonos csatornás interferencia matrix ($R \rightarrow B_K$)

$$C_A = C_{iK} = A_{iK} + L_{iK} + G_{iK} \text{ alapján } G_{iK} = 0$$

$$C_A = C_{iK} = \begin{pmatrix} 0 & C_{12} = -55,19 & C_{13} = -42,65 & C_{14} = -61,92 \\ C_{21} = -56,81 & 0 & C_{23} = -50,46 & C_{24} = -43,23 \\ C_{31} = -43,35 & C_{32} = -49,54 & 0 & C_{34} = -53,77 \\ C_{41} = -63,08 & C_{42} = -42,77 & C_{43} = -54,23 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB).}$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia mátrix

$$C'_A = C'_{iK} = A'_{iK} + L_{iK} + G_{iK} + A_{sz} + K_{iK} \text{ alapján}$$

$$C'_A = C'_{iK} = \begin{pmatrix} -\infty & C'_{12} = -58,69 & C'_{13} = -80,15 & C'_{14} = -66,92 \\ C'_{21} = -60,31 & -\infty & C'_{23} = -57,46 & C'_{24} = -80,73 \\ C'_{31} = -80,85 & C'_{32} = -56,54 & -\infty & C'_{34} = -58,27 \\ C'_{41} = -68,08 & C'_{42} = -80,27 & C'_{43} = -58,73 & -\infty \end{pmatrix} \text{ (dB).}$$

A távolabbi RF csatornákat nem vesszük figyelembe.

B) Vételinterferencia: Ezt már az előzőek ismeretében most már gyorsabban írhatjuk fel.

Az azonos csatornás interferencia mátrix

$$C_V = C_{iK}^* = \begin{pmatrix} 0 & C_{21} = -56,81 & C_{31} = -43,35 & C_{41} = -63,08 \\ C_{12} = -55,19 & 0 & C_{32} = -49,54 & C_{42} = -42,77 \\ C_{13} = -42,65 & C_{23} = -50,46 & 0 & C_{43} = -54,23 \\ C_{14} = -61,92 & C_{24} = -43,23 & C_{34} = -53,77 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia mátrix

$$C'_V = C'_{iK} = \begin{pmatrix} & C'_{21} = -60,31 & C'_{31} = -80,85 & C'_{41} = -68,08 \\ C'_{12} = -58,69 & & C'_{32} = -56,54 & C'_{42} = -80,27 \\ C'_{13} = -80,15 & C'_{23} = -57,46 & & C'_{43} = -58,73 \\ C'_{14} = -66,92 & C'_{24} = -80,73 & C'_{34} = -58,27 & \end{pmatrix} \text{ (dB)}$$

A távolabbi RF csatornákat itt sem vesszük figyelembe.

A bemenőszint mátrix

$$P_{VK}^* = \begin{pmatrix} P_{v1dB} = -67,01 & P_{v1dB} & P_{v1dB} & P_{v4dB} \\ P_{v2dB} = -63,47 & P_{v2dB} & P_{v2dB} & P_{v4dB} \\ P_{v3dB} = -63,56 & P_{v3dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v4dB} = -63,98 & P_{v4dB} & P_{v4dB} & P_{v4dB} \end{pmatrix} \text{ (dB)}$$

Az interferencia számítását példaképpen az egyik RF szakaszra R-B₁ szakaszra végezzük el. A számítás a többi RF szakaszra hasonló. Miután a berendezés határérzékenysége és belső interferenciája egymással azonos

$$P_{Be} = P_{BINT} = -122,4 \text{ dBW},$$

a berendezés RF zaj küszöbét $N = P_{Be} + 3 = -119,4$ dBW-nak számítjuk.

A számítás folyamán először a zavaró P_{vindB} interferencia szinteket számítjuk ki. A zavaró interferenciaszintek segítségével kiszámítjuk az N_m együttes módosított zajküszöböt. Így a megfelelő C/N értékek figyelembevételével lehetővé válik a különböző hibaarányokhoz tartozó fading tartalékok kiszámítása.

A számítás alkalmával használt fogalmak és műveletek a következők:

$$A_{iK} = P_{viKdB} + (N), \quad \text{ill.}$$

$$A'_{iK} = P'_{viKdB} + (N),$$

$$k_{iK} = \text{num log } \frac{A_{iK}}{10} \quad \text{ill.}$$

$$k'_{iK} = \text{num log } \frac{A'_{iK}}{10}.$$

A) Adásinterferencia: (R → B₁ szakasz)

Azonos csatornás interferencia

Az R → B₂ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{21} = 15,53^\circ \quad C_{21} = -56,81 \text{ dB} \\ P_{v21dB} = P_{v1dB} + C_{21} = -120,82 \text{ dBW} \\ A_{21} = -1,42 \text{ dB} \quad k_{21} = 0,7211$$

Az R → B₃ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{31} = 25,86^\circ \quad C_{31} = -43,35 \text{ dB} \\ P_{v31dB} = P_{v1dB} + C_{31} = -107,36 \text{ dBW} \\ A_{31} = 12,04 \text{ dB} \quad k_{31} = 15,9956$$

Az R → B₄ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{41} = 39,29^\circ \quad C_{41} = -127,09 \text{ dBW} \\ P_{v41dB} = P_{v1dB} + C_{41} = -127,09 \text{ dBW} \\ A_{41} = -7,69 \text{ dB} \quad k_{41} = 0,1702$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia

Az R → B₂ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{21} = 15,53^\circ \quad C'_{21} = -60,31 \text{ dB} \\ P'_{v21dB} = P_{v1dB} + C'_{21} = -124,32 \text{ dBW} \\ A'_{21} = -4,9 \text{ dB} \quad k'_{21} = 0,3221$$

Az R → B₃ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{31} = 25,86^\circ \quad C'_{31} = -80,85 \text{ dB} \\ P'_{v31dB} = P_{v1dB} + C'_{31} = -144,86 \text{ dBW} \\ A'_{31} = -25,46 \text{ dB} \quad k'_{31} = 0,0028$$

Az R → B₄ szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{41} = 39,39^\circ \quad C'_{41} = -68,08 \text{ dB} \\ P'_{v41dB} = P_{v1dB} + C'_{41} = -132,09 \text{ dBW} \\ A'_{41} = -12,69 \text{ dB} \quad k'_{41} = 0,0538 \\ \text{Zajküszöb tényező } k_B = 1$$

$$\text{Összesen } \Sigma(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B = 18,2657$$

$$10 \log \Sigma[(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B] = 12,62 \text{ dB}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

R/F jel/zaj	$\frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$
Berendezés zajküszöbe	$N = -119,4 \text{ dBW}$
7·10 ⁻⁷ hibaarányhoz tartozó küszöb	$-87,98 \text{ dBW}$
	$-P_{v1dB} = +64,01 \text{ dBW}$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

több utas fading tartalék $A_{MRES} = -23,97 \text{ dB}$

Az eső csillapításra vonatkozó fading tartalékot adásinterferencia esetén igen egyszerűen számíthatjuk ki.

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

RF jel/zaj	$\frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$
Berendezés zajküszöbe	$N = -119,4 \text{ dBW}$
	$-100,6 \text{ dBW}$
	$-P_{v1dB} = 64,01 \text{ dBW}$

Az eső csillapításra vonatkozó fading tartalék

$$A_{RRRES} = -36,59 \text{ dB}$$

Vételinterferencia (B₁ → R szakasz)

Azonos csatornás interferencia

A B₂ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{21} = 15,59^\circ \quad C_{12} = -55,19 \text{ dB} \\ P_{v21dB} = P_{v2dB} + C_{12} = -118,66 \text{ dBW} \\ A_{21} = 0,47 \text{ dB} \quad k_{21} = 1,1858$$

B₃ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{31} = 25,86^\circ \quad C_{13} = -42,65 \text{ dB}$$

$$P_{v31dB} = P_{v3dB} + C_{13} = -106,21 \text{ dBW}$$

$$A_{31} = 13,19 \text{ dB} \quad k_{31} = 20,8449$$

A B₄ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{41} = 39,29^\circ \quad C_{14} = -61,92 \text{ dB}$$

$$P_{v41dB} = P_{v4dB} + C_{14} = -125,9 \text{ dBW}$$

$$A_{41} = -6,5 \text{ dB} \quad k_{41} = 0,2239$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia
A B₂ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{21} = 15,53^\circ \quad C'_{12} = -58,69 \text{ dB}$$

$$P'_{v21dB} = P_{v2dB} + C'_{12} = -122,16 \text{ dBW}$$

$$A'_{21} = -2,76 \text{ dB} \quad k'_{21} = 0,5297$$

A B₃ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{31} = 25,86^\circ \quad C'_{13} = -80,15 \text{ dB}$$

$$P'_{v31dB} = P_{v3dB} + C'_{13} = -143,71 \text{ dBW}$$

$$A'_{31} = -24,31 \text{ dB} \quad k'_{31} = 0,0037$$

A B₄ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{41} = 39,29^\circ \quad C'_{14} = -66,92 \text{ dB}$$

$$P'_{v41dB} = P_{v4dB} + C'_{14} = -130,9 \text{ dBW}$$

$$A'_{41} = -11,5 \text{ dB} \quad k'_{41} = 0,0708$$

Zajküszöbtenyező $k_B = 1$

$$\text{Összesen: } \Sigma(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B = 23,8587$$

$$10 \log [\Sigma(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B] = 13,78 \text{ dB}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

$$\text{RF jel/zaj} \quad \frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$$

$$\text{Berendezés zajküszöbe} \quad N = -119,4 \text{ dBW}$$

$$7 \cdot 10^{-7} \text{ hibaarányhoz tartozó küszöb} \quad -86,82 \text{ dBW}$$

$$-P_{v1dB} = 64,01 \text{ dBW}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó fading tartalék

$$(\text{Eső csillapítás, több utas fading}) \Lambda_{MRES} = \Lambda_{RRES} = -22,81 \text{ dB}$$

A számítás végeredményét táblázatban foglaltuk össze:

Adásinterferencia

Hibaarány	R → B ₁	R → B ₂	R → B ₃	R → B ₄
7·10 ⁻⁷				
Több utas fading tartalék	-23,97	-22,64	-22,65	-23,69 (dB)
Esőcsillapítás fading tartalék (dB)	-36,59	-40,13	-40,04	-37,62
Hibaarány 10 ⁻³				
Több utas fading tartalék	-28,27	-26,94	-26,95	-27,99 dB
Esőcsillapítás fading tartalék (dB)	-43,89	-44,43	-44,34	-41,92

Vételinterferencia

Hibaarány	B ₁ → R	B ₂ → R	B ₃ → R	B ₄ → R
7·10 ⁻⁷				
Több utas fading tartalék	-22,81	-23,56	-23,20	-22,84 (dB)
Esőcsillapítás fading tartalék (dB)	-22,81	-23,56	-23,20	-22,84
Hibaarány 10 ⁻³				
Több utas fading tartalék	-27,11	-27,86	-27,5	-27,14 (dB)
Esőcsillapítás fading tartalék (dB)	-27,11	-27,86	-27,5	-27,14

Az A_{MRES} több utas (negatív előjelű) fading tartalékhoz tartozó időhányadot az

$$\epsilon_M = K \cdot Q \cdot f_0^B \text{ (GHz)} \cdot d_{RF}^{3,5} \text{ (km)} \cdot \text{num} \log \frac{A_{MRES} \text{ (dB)}}{10}$$

képlettel számítjuk ki. (CCIR Rep. 338-2)

Itt $K = 1,4 \cdot 10^{-8}$
 $B = 1$
 $Q = 1$
 $f_0 = 12,996 \text{ GHz}$ (a frekvencia GHz-ben)
 $d_{RF} = \text{az RF szakasz hossza km-ben}$

A számítás eredményét táblázatban foglaltuk:

Hibaarány: $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$

RF szakasz	A _{MRES} (dB)	d _{RF} (km)	$\epsilon_M \cdot 10^6$
R → B ₁	-23,97	12,41	4,91
R → B ₂	-22,64	4,12	0,14
R → B ₃	-22,65	7,22	1,00
R → B ₄	-23,69	10,51	2,93
B ₁ → R	-22,81	12,41	6,41
B ₂ → R	-23,56	4,12	0,11
B ₃ → R	-23,20	7,22	0,88
B ₄ → R	-22,84	10,51	3,56

Hibaarány: $\tau = 10^{-3}$

RF szakasz	A _{MRES} (dB)	d _{RF} (km)	$\epsilon_M \cdot 10^6$
R → B ₁	-28,27	12,41	1,82
R → B ₂	-26,94	4,12	0,05
R → B ₃	-26,95	7,22	0,37
R → B ₄	-27,99	10,51	1,09
B ₁ → R	-27,11	12,41	2,38
B ₂ → R	-27,86	4,12	0,04
B ₃ → R	-27,5	7,22	0,33
B ₄ → R	-27,14	10,51	1,32

A számításhoz használt képlet az év legrosszabb hónapjára vonatkozik és figyelembe veszi a föld felszínéről történő visszaverődéseket is. A CNET által kiadott tanulmány szerint az év legrosszabb

hónapjára vonatkozó időhányad 5-ször nagyobb az egész évre vonatkoztatott időhányadnál.

Az esőcsillapításra vonatkozó ϵ_R időhányadot a legrosszabb hónapra vonatkoztatott grafikonból lehet leolvasni. Itt az abszcissa az időhányad, az ordináta a csillapítás. (Paraméter az RF szakasz távolság.) Ezt a grafikont meteorológiai statisztikából lehet megszerkeszteni a CCIR REP. 233-3. 3a, 3b és 4. sz. grafikonja segítségével. A meteorológiai statisztika az esőintenzitás eloszlását tartalmazza.

Az eredményt táblázatba foglaltuk.

Hibaarány: $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$

RF szakasz	A_{RRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_R \cdot 10^{-6}$
R \rightarrow B ₁	-39,59	12,41	5,5
R \rightarrow B ₂	-40,13	4,12	0,1
R \rightarrow B ₃	-40,04	7,22	2
R \rightarrow B ₄	-37,62	10,51	4,2
B ₁ \rightarrow R	-22,81	12,41	37
B ₂ \rightarrow R	-23,56	4,12	2
B ₃ \rightarrow R	-23,20	7,22	14
B ₄ \rightarrow R	-22,84	10,51	24

Hibaarány: $\tau = 10^{-3}$

RF szakasz	A_{RRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_R \cdot 10^{-6}$
R \rightarrow B ₁	-43,89	12,41	3,8
R \rightarrow B ₂	-44,43	4,12	—
R \rightarrow B ₃	-44,34	7,22	1,6
R \rightarrow B ₄	-41,92	10,51	3,0
B ₁ \rightarrow R	-27,11	12,41	21
B ₂ \rightarrow R	-27,86	4,12	1
B ₃ \rightarrow R	-27,5	7,22	8
B ₄ \rightarrow R	-27,14	10,51	14

Több országban felvett esőcsillapítás statisztikák azt tanúsítják, hogy az év legrosszabb hónapjára vonatkozó időhányad 4-szer nagyobb, mint az egész évre vonatkozó időhányad.

A teljes időhányad számításánál figyelembe kell venni azt, hogy az összeköttetés két RF szakaszból áll és duplex. A számítását két példán mutatjuk be.

A több utas fading teljes időhányada pl. a B₁RB₂ összeköttetésen $7 \cdot 10^{-7}$ hibaarányra vonatkoztatva

$$\epsilon_{MT} = \frac{B_1R + RB_2 + B_2R + RB_1}{5} =$$

$$= \frac{6,41 + 0,14 + 0,11 + 4,91}{5} 10^{-6}$$

$$\epsilon_{MT} = 2,31 \cdot 10^{-6}$$

Az esőcsillapítás időhányada a B₁RB₂ összeköttetésen ugyancsak $7 \cdot 10^{-7}$ hibaarányra vonatkoztatva

$$\epsilon_{RT} = \frac{B_1R + RB_2 + B_2R + RB_1}{4} =$$

$$= \frac{37 + 0,1 + 2 + 5,5}{4} 10^{-6}$$

$$\epsilon_{RT} = 11,15 \cdot 10^{-6}$$

Az összeköttetés teljes fading időhányada a két előbb említett időhányad összege.

$$\epsilon_{FT} = \epsilon_{MT} + \epsilon_{RT}$$

A teljes fading időhányadokat most már csak táblázatos formában közöljük.

Hibaarány: $7 \cdot 10^{-7}$

Összeköttetés	$\epsilon_{MT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{RT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{FT} \cdot 10^6$
B ₁ RB ₂	2,31	11,15	13,46
B ₁ RB ₃	2,64	14,63	17,27
B ₁ RB ₄	3,56	17,68	21,24
B ₂ RB ₃	0,43	4,53	4,96
B ₂ RB ₄	1,35	7,76	9,11
B ₃ RB ₄	1,67	11,05	12,72

Hibaarány: 10^{-3}

Összeköttetés	$\epsilon_{MT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{RT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{FT} \cdot 10^6$
B ₁ RB ₂	0,86	6,45	7,31
B ₁ RB ₃	0,98	8,6	9,58
B ₁ RB ₄	1,32	10,45	11,77
B ₂ RB ₃	0,16	2,65	2,81
B ₂ RB ₄	0,5	4,5	5,0
B ₃ RB ₄	0,62	6,65	7,27

I R O D A L O M

- [1] Dr. Dési Frigyes, Dr. Rákóczi Ferenc: A légkör dinamikája. Tankönyvkiadó, 1970
- [2] Erdey-Grúz Tibor, Schay Géza: Elméleti fizikai kémia. Tankönyvkiadó, 1970
- [3] Simonyi Károly: Elméleti villamosságtan. Tankönyvkiadó, 1958
- [4] Csernoch János: A molekuláris fizika néhány jelensége az elektronika szemszögéből. Műszaki közlemények 1975, 2. sz. és 4. sz.
- [5] Simonyi Károly: Elektronfizika. Tankönyvkiadó, 1965
- [6] Livingston: The physics of microwave propagation. Prentice-Hall Electrical Engineering series
- [7] BR Bean and E. I. Dulton: Radio Meteorology
- [8] Novobáztzy Károly—Neugebauer Tibor: Elektrodinamika. Tankönyvkiadó, 1950
- [9] CCIR XIII. PLENARY ASSEMBLY Geneva 1976 Volume V. Propagation in non ionized media (Study Group 5.)
- [10] Náray Szabó István: Szervetlen kémia

Az üzleti műholdrendszeréről

TÖLGYESI LÁSZLÓ
BHG

Nagy érdeklődés követte az üzleti műholdrendszer (SBS) első műholdjának felbocsátását 1980 novemberében Cape Canaveralról. Mire ez a Szemle megjelenik, már a rendszer második műholdja is valószínűleg üzemel. Mi is ez a rendszer, mit nyújt, milyen jövője várható, ezeket a kérdéseket veti fel és válaszolja meg Rex Malik a Communications International 1981 áprilisi számában a „The future of business satellites” című tudósításában. Az alábbiakban röviden ismertetjük az írást.

A rendszer működése

Az SBS 17 taggal kezdte meg működését, köztük olyan nevekkkel, mint a General Motors, Dow Chemical és a Westinghouse.

Az SBS integrált hírközlést kínál a következő három osztályban: teljesen zárt magánhálózatként (kezdetben erre koncentrálnak), megosztott hálózatként és végül alkalomszerű hozzáféréssel. Habár az észak-amerikai kontinens lefedéséhez több műholdat is lehetne használni, kezdetben csak három fog üzemelni, mivel az SBS a keringési pályák kiosztásának újratárgyalását próbálja elérni, és a műholdtechnológia fejlődése a korábbi űrjárműveket gyorsan elavulttá teszi.

1960-ban egy műhold még csak 20 kétirányú földállomást tudott ellátni, 1990-re már 900-at fog kiszolgálni. 1990-re 6 műhold már betöltheti azt a rést, amely a jelenlegi pályán levő típusok technológiájával csak háromszorra fedhető le.

A műholdak 500 MHz feletti sávzélességgel dolgoznak, a felmenő út a 14 és 15,5 GHz sávban helyezkedik el, a lejövő út 11,7 és 12,3 GHz között. Mindegyik műhold 10 átjátszóval rendelkezik majd, ezek mindegyike 43 MHz hasznos sávzélességgel. A felhasználói sávok időmultiplex alapon lesznek kiosztva, FDM hozzáférést nem terveznek.

Az SBS figyelmét és befektetéseinek nagy részét az adatátvitel területére koncentrálna. Ez év elején fejezték be egy műholdas adatközpont vezérlő elfogadtatási eljárásait, amelynek az SBS szerint olyanok a jellemzői, mintha egy számítógépes rendszer egy csatornájába egy mágneslemezt csatlakoztatnának. Vezérlő szalag — műhold — vezérlő szalag út szervezését biztosítja, ezzel két különböző helyiségben levő iker számítógépek közötti kiegészítő adatforgalmat tesz lehetővé. Nem csak számítógépes eredetű adatokat tud kezelni a rendszer, hanem a nagy szervezetekkel járó töménytelen mennyiségű belső levelezés továbbítására is alkalmas.

Új területet jelent a műholdas video-konferencia. Ez a gyűjtőnév a kép, hangátvitelre és mindenféle típusú dokumentum kijelzésére szolgál.

Már ennyiből is látható, hogy a szolgáltatások meghatározzák az ügyfelek összetételét. Elsősorban azok a multinacionális cégek várhatóak, amelyek üzleti tevékenysége az Atlanti óceán mindkét partjára kiterjed.

A következő kérdés az, hogy vajon az ilyen cégek igénylik-e az SBS típusú szolgáltatást a jelenlegi besugárzási területen (USA) kívül is. Az SBS bízik ebben, be is nyújtott egy folyamodványt a Szövetségi Távközlési Tanácsnak, hogy néhány kanadai és amerikai ügyfelét összeköttetésbe hozhassa. Az engedélyezés valószínű, mivel a nemzetközi megállapodások számos ilyen egyezményre szolgáltatnak példát. Két dolgot itt kiemel a szerző. Első: hosszú távon nincs annak technológiai akadálya, hogy az SBS által nyújtott szolgáltatásokat más rendszer is biztosítsa. Rövid távon azonban ez az egyetlen társaság, amely a műholdas video-konferenciát biztosítani tudja. Mivel egyéb rendszerekben ezt még csak tervezik, néhány évig ennek a szolgáltatásnak nincs konkurenciája.

Második: annak a kérdése, hogy vajon az SBS az IBM arcvonalaként jelenik-e meg, mivel annak a kezdeményező 17 cégnek 75%-a IBM felhasználó. Itt azonban nem egyszerűen arról van szó, hogy, mivel az IBM is benn van, ezért hosszú távon többnyire az IBM felhasználók lesznek az SBS ügyfelei. Az 500 legnagyobb céget megnézve látható, hogy köztük is túlnyomó többségben vannak az IBM felhasználók. A korábban említett okok miatt ezek a cégek az SBS tervezett piaca.

Amennyiben a rendszer eredményes lesz, várható, hogy erre az integrált szolgáltatásra többen is igényt fognak tartani. A kérdés nem is az, hogy kielégítik-e ezt az igényt vagy sem, hanem az, hogy hogyan és mikor. A mikor a hogyantól függ, és erre két út kínálkozik. Az egyik elfogadni a meglévő nemzetközi egyezményeket és felkészülni az Intelsat-hoz való bekapcsolódásra. Rövid távon ez a legvalószínűbb megoldás.

A szakemberek szerint azonban nem ez a legkielégítőbb, ugyanis a nyolcvanas évek alatt két generációváltást várnak a műholdtechnikában. A teljesítmény és az antenna irányítás fokozása radikálisan kiterjeszti a műholdas adások hatósugarát, lehetőséget nyújtva ezzel arra, hogy ugyanazzal a rendszerrel lefedjék az Atlanti óceán mindkét partját.

Ez viszont egy sor új tárgyalást igényel, mivel a hosszabb távú problémák inkább politikaiak és kevésbé műszakiak.

Az SBS szakemberei szerint a következő megoldások várhatók. Az első: interkommunikáció a műholdak között, hasonlóan az USA egyik katonai rendszerében jelenleg is alkalmazott gyakorlathoz. A második, egy olyan űrplatform létrehozása, amely hazai és nemzetközi műholdakat foglal magába és ezek az

űrben rendelkeznek összeköttetéssel. Így egy kapcsoltnál a felmenő ág és a lejövvő ág más-más műholdra kerülhet.

Valószínű, hogy az integrált szolgáltatás bevezetését nem az SBS fogja erőltetni, ilyen nyomás a leendő ügyfeleitől várható. Az azonban már teljesen biztos, hogy a nemzeti és nemzetközi vállalkozók egyaránt jelentős figyelemmel tanulmányozzák azokat a pénzügyi formákat, amelyeket az SBS szabadít fel.

TARTALOM

СОДЕРЖАНИЕ

INHALT

CONTENTS

ETO 621.372.542.2:621.372.57

Dr. Henk T. — Szarka G.:

Előírt amplitúdó- és fáziskarakterisztikával rendelkező aktív RC szűrők tervezése

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 9. sz.

A cikk célja a nem reciprok realizálású, együttes amplitúdó, fázis- és csillapításkövetelményeket kielégítő aluláteresztő szűrők tervezési metodikájának kidolgozása. A tervezés a fenti követelmények együttes interpolációján alapul és az egyenletes ingadozást az iteratív Remez algoritmus biztosítja.

ETO 535.241.43:621.383.53:681.785

Dr. Szentiday K.:

Kijelzők vizsgálatára alkalmas fénysűrűségmérő tervezése és építése

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 9. sz.

A közlemény számkijelzők vizsgálatára alkalmas fénysűrűségmérő berendezés összeállítását ismerteti. A készülék fényérzékelője BPW-30 szilícium fotodarlington tranzisztor, amelynek válaszjelét műveleti erősítővel kialakított áramkörök regisztrálják. A fotodetektorhoz tervezett üvegszűrők biztosítják a szemérzékenységhöz való illesztést.

ETO 621.371.3:621.396.43:621.391.61

Csernoch J.:

Légköri abszorpciós csillapítás és annak figyelembevétele mikrohullámú hálózatok tervezésénél

HÍRADÁSTECHNIKA 1981. 9. sz.

A szerző a cikk első részében az abszorpciós csillapítás okait ismerteti. Részletesebben ismerteti az eső által létrehozott csillapítást. A cikk befejező részében egy csillaghálózat tervezését kísérelhetjük figyelemmel.

DK 621.372.542.2:621.372.57

Dr. Henk, T. — Szarka, G.:

Projektierung von aktiven RC Filtern mit vorgeschriebener Amplituden- und Phasencharakteristik

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 9.

Der Zweck des Artikels ist die Ausarbeitung einer Projektierungsmethodik für Unterpasfilter, die alle gemeinsame Erfordernisse für Amplitude, Phase, und Dämpfung von nicht-reziproker Realisierung erfüllen. Die Projektierung beruht auf der gemeinsamen Interpolation der oben genannten Erfordernisse und die Gleichmässige Schwankung wird durch den iterativen Remez-Algorithmus gesichert.

ДК 621.372.542.2:621.372.57

Д-р Хенк, Т.—Сарка, Г.:

Проектирование активных фильтров с предписанной амплитудно-фазовой характеристикой

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 9

Цель данной статьи состоит в разработке методики проектирования не реципрокно реализуемых фильтров пропускания нижних частот, удовлетворяющим совместным требованиям по амплитуде, фазе и затуханию. Проектирование основывается на совместной интерполяции вышеуказанных требований, и равномерное колебание обеспечивается итеративным алгоритмом ремеза.

ДК 535.241.43:621.383.53:681.785

Д-р Сентидаи, К.:

Проектирование и построение измерителя плотности света подходящего для испытания индикаторов

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 9

Статья излагает состав оборудования измерителя плотности света, который предназначен для испытания цифровых индикаторов. Воспринимаемым светом прибора является кремниевый фотодарлингтон транзистор, ответные сигналы которого регистрируются схемой, построенной на усилителях процессоров. Проектированные к фотодетектору стеклянные фильтры обеспечивают согласование с чувствительностью глазами человека.

ДК 621.371.3:621.396.43:621.391.61

Чернох, Я.:

Атмосферное абсорбционное затухание и его учет при проектировании микроволновой сети

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) 1981 № 9

Автор в первой части своей статьи знакомит с причиной абсорбционного затухания. Далее более подробно знакомит с затуханием возникшим из-за дождя. В заключительной части статьи, имеется возможность следить за проектированием одной полигональной сети.

UDC 621.372.542.2:621.372.57

Dr. Henk, T. — Szarka, G.:

Design of active RC filters of requisite amplitude and phase characteristic

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 9.

The paper is aimed to develop the design method of low pass filters of common amplitude, phase and attenuation characteristics realized in a non-reciprocal way. The design is based on the simultaneous interpolation of the above requirements, and the even fluctuation is ensured by the iterative Remez-algorithm.

DK 535.241.43:621.383.53:681.785

Dr. Szentiday, K.:

Projektierung und Aufbau des für die Indikatorprüfung geeigneten Leuchtdichtmessers

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 9.

Die Mitteilung erklärt die Zusammenstellung des für die Prüfung des Digital-Integrator geeigneten Leuchtdichtmessers. Der Lichtempfänger des Gerätes ist ein BPW-30 Silizium Fotodarlington Transistor, deren Gegensignal vom Operationsverstärker ausgebildeten Stromkreise registriert wird. Zum Fotodetektor projektierten Glasfilter sichern die Anpassung zur Augenempfindlichkeit.

DK 621.371.3:621.396.43:621.391.61

Csernoch, J.:

Atmosphärische Absorptionsdämpfung und deren Rücksichtnahme bei der Projektierung von Mikrowellennetzsystemen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. Nr. 9.

Der Verfasser macht im ersten Teil des Artikels die Ursachen der Absorptionsdämpfung bekannt. Im Rahmen dessen, werden die durch Regenfälle zustande gekommenen Dämpfungen ausführlicher erörtert. Im Endteil des Artikels können wir die Projektierung eines Sternnetzes beobachten.

UDC 535.241.43:621.383.53:681.785

Dr. Szentiday, K.:

Design and building of light density meter for testing displays

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 9.

The paper introduces the construction of a light density meter for testing numeric displays. The light detector of the instrument is a BPW-30 silicon photodarlington transistor, the response signal of which is registered by circuits built up of opamps. Glass filters designed for photodetector ensure matching to eye sensitivity.

UDC 621.371.3:621.396.43:621.391.61

Csernoch, J.:

Spherical absorption attenuation and its taking into consideration in designing microwave networks

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) 1981. No. 9.

In the first part of the article the author introduces the reasons of absorption attenuation. The attenuation caused by rain is introduced in details. In the final part of the article the designing of star network can be observed.

FELHÍVÁS

A Híradástechnikai Tudományos Egyesület és a Távközlési Kutató Intézet

1982. szeptember 6—10. között

rendezi meg Budapesten a Magyar Tudományos Akadémia Székházában nemzetközi résztvevőkkel a

**VII. MIKROHULLÁMÚ
ÖSSZEKÖTTETÉSEK
KOLLOQUIUMOT**

a Magyar Tudományos Akadémia és az URSI (Nemzetközi Rádiótudományos Egyesület) támogatásával. A VII. MICROCOLL folytatása annak a konferenciasorozatnak, amely a nemzetközi irányzatoknak megfelelően felöleli a híradástechnika elméleti és gyakorlati tervezési problémakörét, úm.: rendszerelmélet, hálózatelmélet, térelmélet, alkatrész- és áramkörtechnika, mérés technika és anyagtechnológia.

Az előadással résztvenni kívánó szakemberek

1981. november 30-ig

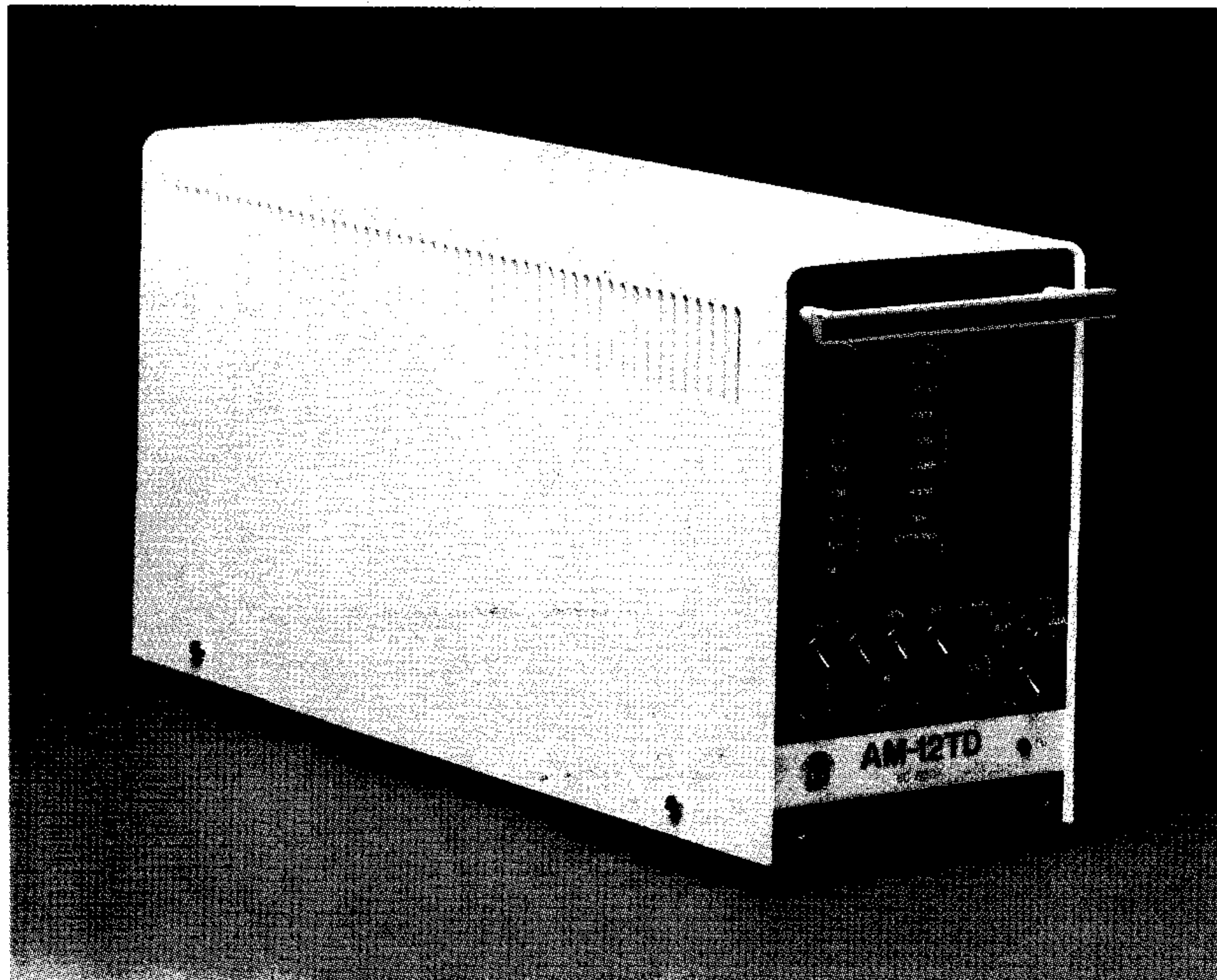
küldhetik be egy kb. 500 szavas, angolnyelvű rövid összefoglaló négy példányát a MICROCOLL Titkár-

ságára. Az elfogadásról szóló értesítést 1982. február 28-ig kapják meg az érdekeltek. A kiadványban megjelenő előadaskézirat terjedelme legfeljebb 4 oldal lehet ábrákkal együtt, melynek beküldési határideje 1982. március 31. A kiadvány, amely a VII. MICROCOLL előadásainak teljes szövegét tartalmazza, a konferencián jelenik meg. **Levelezési cím és felvilágosítás:** VII. MICROCOLL Titkársága, 1525 Budapest, 114. Pf. 15. — Tel.: 353-900/612 mellék

A Helyközi Távbeszélő Igazgatóság az alakuló Átviteltechnikai Tervező Iroda irodavezetői munkakörének betöltésére **pályázatot hirdet.** Feltételünk: műszaki egyetemi vagy főiskolai végzettség, legalább öt éves szakmai gyakorlat (tervezői illetve postai gyakorlat előnyben). Érdeklődés: 330-761-es telefonon Mudra Istvánnál. Jelentkezés: személyesen vagy írásban a Személyzeti és Oktatási Osztályon, Bp. VIII., Horváth Mihály tér 17—19. Jelentkezési határidő: a megjelenéstől számított 30 napon belül.

Új CCITT ajánlás:
V. 22

Új ESZR kódszám:
ESZ-8007



Modern technikával

Olcsón

Duplex üzemben

Egyetlen érpáron

Megbízható átvitel

Új Orion MODEM: AM-12TD

Az Orion AM-12TD adatátviteli modem (MOdulátor-DEModulátor) a digitális adatok 1200 (600) bit/s sebességű, kétirányú, teljes duplex-átvitelét biztosítja a kéthuzalos, közhasználatú kapcsolt telefonhálózaton és közvetlen (bérelt) vonalakon.

Az 1981. évi Lipcsei Tavaszi Vásáron aranyéremmel kitüntetett AM-12TD a maga kategóriáján belül Európában az elsők között jelent meg a piacon, közvetlenül a nemzetközi ajánlás (CCITT V. 22) elfogadását — és a szocialista országok közös számítástechnikai programján (ESZR) belül végrehajtott sikeres bevizsgálást — követően.

Az 1981. évi Budapesti Nemzetközi Vásár újabb sikert hozott: a modem vásári nagydíjat kapott.

A Magyar Posta pozitív eredménnyel elvégezte a modem típusvizsgálatát, és véleményében külön is kiemelte a megvalósított szolgáltatások sokrétűségét.

A modem segítségével a világméretű telefonhálózaton szinte bármely előfizető között létrehozható a beszélgetésekkel váltott módon folyó adatátvitel. A távfeldolgozásra alkalmas számítógépek növekvő elterjedésével az adatátviteli igények is egyre jobban növekednek. Erre a kihívásra ad korszerű választ az Orion AM-12TD modem.



ORION RÁDIÓ ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

Telefon: 284-830

1106 Budapest, Jászberényi út 29.

Telex: ORION BUDAPEST, 461

Exportálja: BUDAVOX H-1392 Budapest POB 267